



TITLE:

映像情報通信における超広帯域高
周波受信システムの研究(
Dissertation_全文)

AUTHOR(S):

佐藤, 毅

CITATION:

佐藤, 毅. 映像情報通信における超広帯域高周波受信システムの研究. 京都大学, 1987, 工学博士

ISSUE DATE:

1987-05-23

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r6262>

RIGHT:

映像情報通信における

超広帯域高周波受信システムの研究

佐藤 毅

1986年11月

目 次

内容梗概	1
第1章 序 論	5
第2章 妨害・雑音性能向上設計法	1 1
2.1 非直線歪	1 1
2.2 相互変調妨害と受信方式	1 6
2.2.1 周波数関係の解析	1 6
A. UPコンバート方式	
B. DOWNコンバート方式	
2.2.2 設計法のグラフ解析	1 8
2.2.3 縦続接続時の妨害の解析	2 1
2.2.4 結 言	2 3
2.3 混変調妨害の発生過程と回路方式	2 4
2.3.1 混変調妨害と回路特性との関係	2 4
2.3.2 評価実験	2 6
2.3.3 設計法のグラフ解析	2 9
2.3.4 結 言	3 2
2.4 混変調妨害の低減のための理論的解析	3 3
2.4.1 受信回路の利得配分	3 3
2.4.2 帯域特性	3 6
2.4.2.1 総合選択特性	3 6
2.4.2.2 チューナの入力回路、 段間回路の能率と選択特性	3 7

DOC

1987

15

電気系

2.4.2.3	チューナと映像中間周波	
	増幅回路との結合回路の特性	4 2
2.4.2.4	映像中間周波増幅回路内の回路網の選択特性	4 2
2.4.3	結 言	4 6
2.5	雑音性能と回路方式	4 7
2.5.1	内部雑音の評価	4 7
2.5.2	雑音特性の最適化設計法	4 9
2.5.3	映像中間周波用フィルタの条件	5 1
2.5.4	結 言	5 2
2.6	結 論	5 3
第3章	高周波半導体デバイスの最適駆動法	5 5
3.1	バイポーラトランジスタの最適駆動法	5 5
3.1.1	利得制御時のインピーダンス特性	5 5
3.1.2	混変調特性	5 7
3.1.3	結 言	5 8
3.2	MOSFETの最適駆動法	5 9
3.2.1	デュアルゲートMOSFET	5 9
3.2.2	VHF帯高周波増幅回路	6 1
3.2.2.1	利得制御方法	6 2
3.2.2.2	混変調特性と動作点	6 2
3.2.2.3	帯域特性・入力電圧定在波比特性と動作点	6 4
3.2.2.4	各種特性と動作点	6 4
3.2.3	VHF帯混合回路	6 5
3.2.3.1	変換利得、混変調特性と動作点	6 6
3.2.3.2	変換利得、混変調特性と局発注入電圧	6 8
3.2.4	結 言	6 9

3.3	GaAsデバイスの最適駆動法	70
3.3.1	デュアルゲートGaAsMESFET	70
3.3.1.1	高周波特性	71
3.3.1.2	UHF帯高周波増幅・混合回路	73
3.3.2	GaAs可変容量ダイオード	75
3.3.2.1	直列抵抗、無負荷Q	75
3.3.2.2	挿入損失と選択特性	76
3.3.3	GaAsIC化広帯域増幅器	76
3.3.3.1	構造と特徴	76
3.3.3.2	雑音・妨害特性	78
3.3.4	結 言	80
3.4	ダイオード混合器の最適駆動法	81
3.4.1	妨害特性	81
3.4.1.1	理論解析	81
3.4.1.2	実験解析	83
3.4.2	雑音特性	85
3.4.2.1	イメージリカバリー方式	85
3.4.2.2	回路構成および特徴	86
3.4.3	結 言	87
3.5	結 論	88
第4章	具体的設計法と応用	90
4.1	概 説	
4.2	オールバンド電子同調チューナ	91
4.2.1	基本構成	92
4.2.2	VHF受信部	94
4.2.2.1	VHF周波数選択回路	94

4.2.2.2	VHF高周波増幅回路	96
4.2.3	UHF受信部	98
4.2.3.1	入力回路	98
4.2.3.2	段間回路および混合回路	100
4.2.4	IF出力回路	102
4.2.5	結 言	103
4.3	GaAsデバイスを用いた高性能電子同調チューナ	104
4.3.1	構造上の特徴	105
4.3.2	回路構成の特徴	106
4.3.2.1	VHF高周波増幅回路	106
4.3.2.2	UHF高周波増幅回路	109
4.3.2.3	混合、局部発振、UIF、IF出力回路	114
4.3.3	性 能	116
4.3.4	結 言	118
4.4	VTR用超小型・低雑音ブースタ	119
4.4.1	構成と諸性能の関係	119
4.4.2	GaAsIC化広帯域増幅器の特徴	121
4.4.3	デモジュレータのS/N性能	121
4.4.4	結 言	122
4.5	衛星放送受信機用チューナ	123
4.5.1	基本構成	123
4.5.2	回路構成と特徴	124
4.5.2.1	入力回路と高周波増幅部	124
4.5.2.2	混合回路	125
4.5.3	総合性能	126
4.5.4	結 言	126

4.6 多数チャネルCATV UP/DOWNコンバータ	127
4.6.1 基本構成	127
4.6.2 2次歪の解析	128
4.6.3 回路構成と特徴	129
4.6.3.1 入力フィルタ	129
4.6.3.2 二重平衡型ダイオードミキサ	130
4.6.3.3 第1局部発振回路とプリスケータ	130
4.6.3.4 第1中間周波増幅回路	131
4.6.3.5 第2ミキサと第2局部発振回路	131
4.6.3.6 出力回路	132
4.6.4 総合性能	133
4.6.5 82チャンネル化と低雑音指数化	134
4.6.5.1 広帯域増幅器	134
4.6.5.2 PINダイオード信号減衰器	135
4.6.5.3 諸性能	135
4.6.6 結 言	136
第5章 結 論	137
謝 辞	142
参考文献	143
著者発表文献	147

内容梗概

情報ニーズの多様化、エレクトロニクス技術の進歩を背景に、ニューメディアを中心として新しい情報伝達システムが種々提案され実現への方策がとられている。

ニューメディアのうち、有線系の代表であるCATVは米国を中心として発展途上にあり我国に於いては都市型CATV、未来型CATVとして開発が注目されている。米国に於けるCATVの最近の動向で注目すべき事柄は伝送チャンネル数の増加である。このチャンネル数は1984年末時点では、54-440MHz間の64チャンネル案が中心であり、米国のEIA(電子機械工業会)によると、54-550MHz間の82チャンネル案や54-630MHzの99チャンネル案が提案されている。無線系の代表である衛星放送は12GHz帯のサービスが、我国では昭和59年5月から開始された。更に、衛星通信は昭和63年後半より実施される予定であり、今後の発展が期待されている。CATVや地上放送や衛星放送は、統合され1.3GHz(衛星放送受信機の第1中間周波数)までにわたる超広帯域(160チャンネル)CATV受信システムの開発が郵政省で計画されている。このように、ニューメディアは、超広帯域にわたる多数チャンネル化による映像情報伝達システムに著しい特徴がある。

多数のチャンネルを受信する場合に最も問題となるのが、チャンネル間の妨害性能である。チャンネル間妨害の代表である相互変調妨害と混変調妨害および基本性能である雑音性能が超広帯域受信系の性能を決定するといっても過言ではない。相互変調妨害や混変調妨害は従来のテレビ放送でも問題となる場合もあったが、チャンネル配列を1チャンネルおきに定めることや、放送局の設置数を考慮することにより、その解決が可能であった。

超広帯域にわたる多数のチャンネルを受信する場合、従来のテレビ受像機の受信回路の基本構成であるチャンネル選択増幅器を用いると、チャンネル間妨害を除去するには、入力部に可変同調器を多数設置する必要がある。この方法では、受信回路の構成が複雑となり、雑音特性の劣化が著しくなる。

この問題を解決するために、従来のチャンネル選択増幅器(あるいは混合器)から、広帯域共通増幅器(あるいは混合器)を採用した超広帯域高周波受信システムに着目し、多数チャンネル間の妨害性能の向上と基本性能として雑音特性の向上を実現させる本システムを、高周波半導体デバイスの最適な駆動法と共に研究した。

第1章の序論では、今後著しい発展が期待されているニューメディアの展望と課題を述べた。ニューメディアのうち、CATVや衛星放送は地上放送と統合される結果、広帯域共通増幅器(あるいは混合器)を用い、多数チャンネル間の妨害特性や雑音性能の優れた超広帯域高周波受信システムの確立が必要となることや、過去の研究の概略などを明らかにした。

第2章では、高周波受信回路で発生する非直線歪に基づく相互変調妨害や混変調妨害を概説した。

つづいて、従来、試行錯誤的に実施する部分が多かった高周波受信回路の設計法を、受信回路全体を高周波受信系として、一つのシステムとして扱い、一括処理するという新概念に基づいて、妨害および雑音性能を効果的に向上させる理論的設計法を、受信方式および回路方式から論じた。

第2章の2.2では、CATV受信時に最も問題となる多数チャンネル間の相互変調妨害を低減するための受信方式について言及している。

高周波受信回路部の最も基本的な機能である周波数変換動作を行う混合回路の周波数変換方式と、本回路で原理的に発生する2次の非直線性による妨害を低減させる周波数関係を解析し、最適な周波数変換方式を求めた。この解析の結果、多数チャンネル間で発生する相互変調妨害を効果的に低減させる受信方式として、変換周波数を受信周波数より高めるUPコンバート方式の有効性をグラフ表示で明らかにした。更に、UPコンバート方式で受信する場合、後続部として必要とされるDOWNコンバート部の妨害も解析し、UPコンバート部とDOWNコンバート部との縦続接続時、妨害を低減するためには、DOWNコンバート部の変換周波数が限定されることを示し、最適な変換周波数の決定法を明らかにした。

第2章の2.3では、チャンネル間妨害の代表である混変調妨害を低減するための受信回路の設計法を、従来、チューナのみに焦点をしばっていた設計法から、映像中間周波増幅回路を含めたシステム設計にまで拡張するとする概念に基づく設計法の妥当性を明らかにし、開発した新設計法を論ずる。

高周波受信系に用いる高周波半導体素子の混変調特性と、この素子に到達する妨害信号電圧との関係より、本受信システム内での混変調妨害の発生部を明らかとするための指標となる関係式を導出し、グラフ表示による高周波受信系の設計法を明らかにした。

第2章の2.4では、高周波受信系のチューナおよび映像中間周波増幅回路を構成する増幅器、混合器、フィルタなどが具備すべき理論的な条件を、感度、隣々接混変調特性から示した。

第2章の2.5では、チャンネル間の妨害を効果的に低減させると同時に、雑音性能の向上が高周波受信系では重要であるため、従来の設計法では不十分であった、混変調特性の向上に適応した雑音性能向上設計法を研究した結果について論じる。

例えば、テレビ受像機の雑音性能は、チューナおよび映像中間周波増幅回路の雑音特性と利得制御特性に依存し、混変調特性の向上と相反する関係がある。この相反する関係を最適化し、雑音性能を向上させるため、チューナと映像中間周波増幅回路を一つのシステムとしてとらえ、必要とする信号対雑音比を評価するとともに、利得制御時の雑音性能の最適化を計るため、チューナの利得制御開始信号電圧の決定法と、高周波受信回路の諸性能の関係やチューナと映像中間周波増幅回路との結合回路の挿入損失と信号対雑音比の関係を解析し、結合回路の挿入損失の限界値を示した。

第3章では、高周波受信系の妨害性能および雑音性能を向上させる設計法として、高周波受信系を構成する高周波半導体デバイスの特徴とその最適駆動法について論じる。

第3章の3.2では、高周波半導体デバイスの基本であるバイポーラトランジスタをテレビ受像機のチューナに代表される高周波受信回路で最適に駆動させる回路方式について論じている。

カラーテレビ受像機用チューナとして特に高性能化が要求される特性は、1)利得制御時の高周波増幅段通過帯域特性、2)利得制御時の入力電圧定在波比、3)混変調特性であり、これらの特性の劣化は色づれ、色消え、彩度の劣化などの原因となる。ここでは、利得制御時に発生するバイポーラトランジスタの入出力インピーダンスの変化が、高周波増幅段通過帯域特性と入力電圧定在波比に与える影響を、接地方式より比較検討した。さらに、混変調特性に関し、接地方式による相違や、利得制御特性との関係を実験的に解析した。

第3章の3.3では、高性能な高周波半導体デバイスである電界効果型トランジスタ(FET)を高周波受信回路で最適に駆動させる回路方式について述べる。

バイポーラトランジスタをベース接地方式で駆動させる場合でも、根本的に解決しえなかった混変調特性の劣化はバイポーラトランジスタのPN接合部による非直線特性が原因である。この問題を解決するために本質的に高次の非直線特性の少ない伝達特性を有する電界効果型トランジスタに着目し、デュアルゲートMOSFETを用いた高周波増幅器と混合回路の電力利得、変換利得、混変調特性や入出力インピーダンスと動作点および局発注入電圧との関係を解析した。

第3章の3.4では、特に雑音性能の優れた高周波デバイスであるGaAsデバイスを最適駆動させる回路方式について論じる。

GaAs デバイスはSi デバイスに比較して、電子の走行速度が5-6倍も早いため、高周波帯、特にマイクロ波帯デバイスとして有望である。ここでは、GaAsデバイスの代表としてデュアルゲートGaAsMESFET増幅器および混合器とGaAs可変容量ダイオードのUHF帯での動作の特徴と最適駆動回路を明らかにした。デュアルゲートGaAsFETはデュアルゲートSiMOSFETに比較して電力利得、雑音指数ともすぐれ、UHF帯高周波受信回路の雑音性能を効果的に向上させること、および、GaAs可変容量ダイオードはSi可変容量ダイオードに比較して直列抵抗値が約3分の1と低減し、高Qの同調回路を形成する結果、雑音および妨害性能を著しく改善しうることを明らかにした。

つづいて、UHF帯高周波回路のモノリシックIC化の実現を目指したGaAsIC化デバイスを最適に駆動させる回路方式について言及する。

高周波受信回路の妨害および雑音性能を向上させ、全回路のモノリシックIC化を実現する基本デバイスはGaAsFETであり、このGaAsFETを基にして実現したモノリシックIC化広帯域増幅器の雑音および妨害特性に関する特徴と最適駆動回路を明らかにした。

第3章の3.5では、ダイオード混合器の雑音および妨害性能を向上させる最適駆動法について論じる。

ダイオードは周波数変換用デバイスとして応用例は数多くみられるが、ここでは特に妨害特性を中心に解析し、妨害性能を評価しうる関係式を導出するとともに、これを二重平衡型ダイオード混合器に適用した。更に、多数チャネル受信に適したUPコンバート方式の二重平衡型ダイオードにイメージリカバリ効果を適用し、低損失を実現する回路方式を明らかにした。

第4章では、第2章、第3章で確立した受信方式や高周波半導体デバイスの最適駆動法に基づいて実用化した多数チャネルCATV受信ユニットやその開発過程で実用化し本研究の設計法が妥当性を持つことを実証したテレビジョン受像機用チューナ、ブースタや今後、無線系ニューメディアの代表として期待されている衛星放送受信機用チューナの開発結果を述べる。

第4章の4.2-4.4では、テレビ受像機の受信回路の高性能設計法と開発結果を報告する。

オールバンド電子同調チューナはVHFチューナ部にデュアルゲートMOSFET、UHFチューナ部にPINダイオード信号減衰器を導入した結果、混変調特性の向上を実現し、Si可変容量ダイオードにより電子同調化したオールバンドチューナである。

高性能UHF電子同調チューナは、UHFチューナ部にGaAsFETとGaAs可変容量ダイオードを採用し、雑音特性と混変調特性の向上を達成したUHFチューナである。このUHFチューナの雑音指数はVHFチューナとほぼ同等であり、UHFテレビ受信画像の高S/N化を実現させた。

低雑音ブースタは、GaAsIC化広帯域増幅器を用い、特にVTR用として高S/N画像を実現するのに有効なVHF帯ブースタである。

第4章の4.5では、衛星放送受信機に不可欠なチューナの高性能設計法と実用化結果を述べる。

衛星放送用受信機の高周波受信回路部は12GHz帯の信号を1GHz帯に変換後、チャネル選択増幅と周波数変換の機能を持つチューナである。1-1.3GHz帯(日本)の入力信号間の相互変調妨害を低減させる広帯域増幅器および混合器と広帯域AFC特性を持つ局部発振器の構成方法などの研究により高性能化を実現した。

第4章の4.6では、第2章で確立した多数チャネルCATV受信回路の具体的設計法の代表例である64チャネルや82チャネルのCATV UP/DOWNコンバータの設計法と開発結果を述べる。

まず初めに、広帯域にわたって存在する多数のチャネル間で発生する2次の相互変調妨害は、4.25MHz, 4.75MHz, 1.25MHz, 0.75MHzビート妨害となること、および、これらのビート妨害の発生過程を示す周波数関係を解析した。

米国で発展途上にある64チャンネル(54~440MHz)や82チャンネル(54~550MHz)のCATVを受信するのに適したUP/DOWNコンバート方式の広帯域受信ユニットである。64チャンネル間妨害を低減するための入力フィルタブロック、妨害性能の向上と低雑音化を実現した二重平衡型ダイオード混合回路、低雑音化のためのGaAsFET増幅器やGaAsIC化広帯域増幅器と回路間の相互妨害を低減する機能ブロック別シールド法を導入した結果、高性能化が実現された。

第5章は、結論であり、本研究で得られた成果について述べる。

第 1 章 序 論

本章では、映像情報通信における高周波受信系の課題、本研究の目的、過去の研究との関係と本研究の意義について記述する。

1.1 ニューメディアの動向と課題^{1) 2) 3)}

高度情報社会に向けて、現在、各種の社会システムが胎動し始めているが、その中にあってニューメディアと呼ばれる新しい情報通信システムが、高度情報社会の中核となるべきインフラストラクチャとして注目を浴びている。

ここにいうニューメディアとは、特に固定的な定義はないが、エレクトロニクス技術、通信技術、情報技術などのニューテクノロジーによって実現され、実用可能になった情報メディアを意味している。

一般に、ニューメディアはその伝送形態により、無線系(衛星放送、衛星通信、文字放送)、有線系(CATV、ビデオテックス)、パッケージ系(ビデオディスク、Hi-Fi VTR)に分類される。

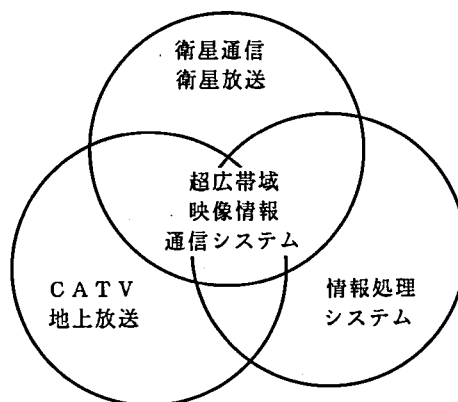
これらの三者よりニューメディアの関係をみると第1.1.1図のようになる。

ニューメディアのうち、文字放送については昭和58年10月から東京、大阪でパターン方式により実用化された。

衛星放送は昭和59年5月より、ビデオテックスの一種であるキャプテンシステムも昭和59年11月より実用開始された。衛星通信は昭和63年～64年にかけて実用化が予定されている。

CATVは米国を中心に発展途上にあり、我国では都市型CATVとして各所で企画され新しい情報通信システムの代表としてその発展が期待されている。

これらのシステムの基盤となる技術の一つとして高周波技術がある。他の重要な技術である半導体技術、超LSI技術、デジタル技術、情報処理技術、画像処理技術、システム技術と共に鍵をにぎる技術として高周波技術が考えられる。

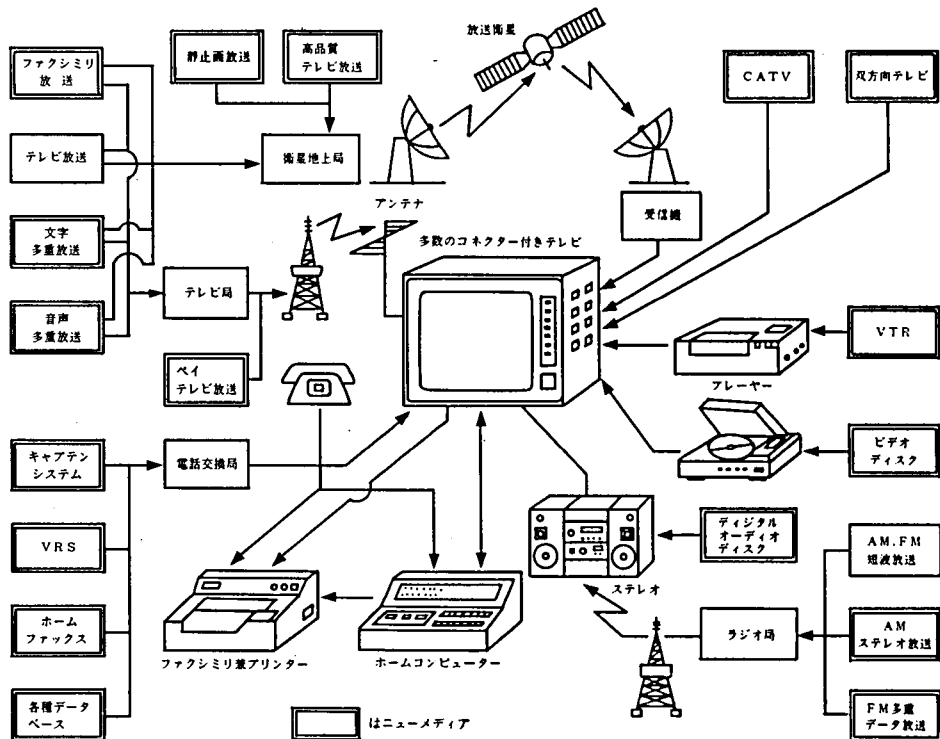


第1.1.1図 ニューメディアの関係

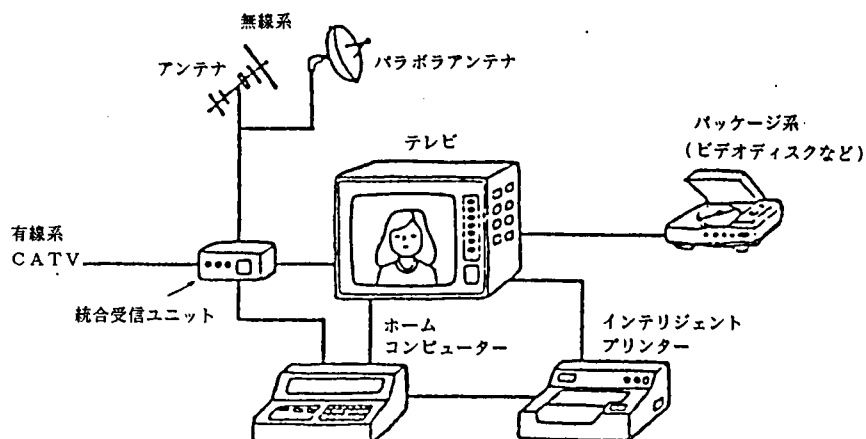
第1.1.1図で、特に映像情報通信における高周波技術と関係するものが衛星放送・衛星通信とCATVである。

衛星放送・衛星通信やCATVに使用される高周波信号周波数はVHF、UHF、SHF帯と広範囲に分布している。

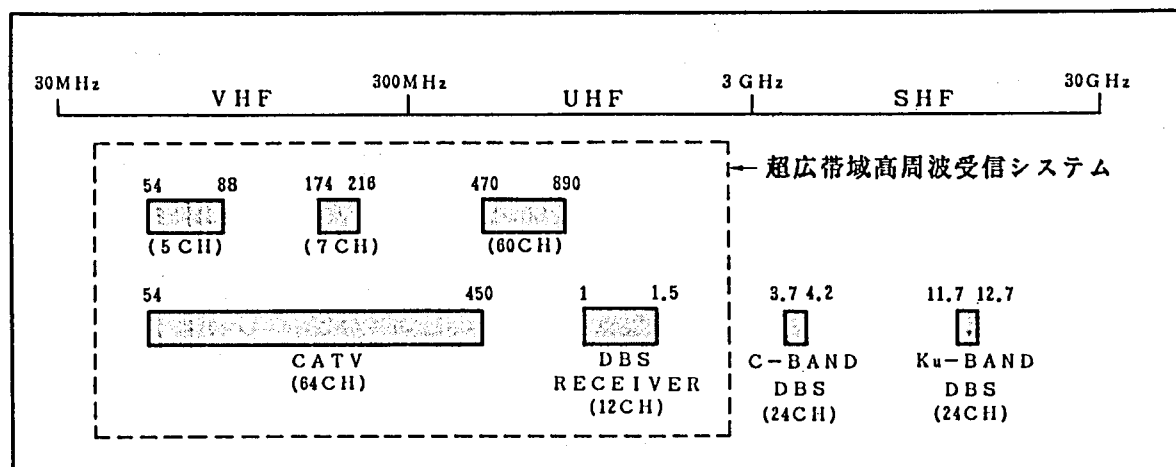
衛星放送・衛星通信やCATVに代表されるニューメディアの関係は、第1.1.1図のようになり超広帯域映像情報通信システムの完成を目指している。その概念を第1.1.2図に示す。将来、第1.1.3図に示す統合へと進展すると考えられ、衛星放送・衛星通信とCATVと既存の地上放送を一括して受信可能とする統合受信ユニットの開発、実用化が必要となる。



第1.1.2図 家庭端末に接続するニューメディアの概念



第1.1.3図 ニューメディア端末機器の統合概念図



第1.1.4図 ニューメディアと周波数帯域（米国）

第1.1.4図に、米国における衛星放送、CATV、地上放送用の周波数帯域を示す。図において、CバンドおよびKuバンドの衛星放送信号はアンテナ系で1GHz帯の信号に変換される。この衛星放送信号に、CATV信号や地上放送信号を加えると、米国の場合、50MHz-1.5GHz帯の超広帯域にわたって多数の信号が存在する事柄が、今後の映像情報通信の特徴といえる。

我国では、米国と同様に、衛星放送とCATVや地上放送のチャンネル配列が統合され、80MHz-1.3GHzにわたって160チャンネルのCATVが郵政省で計画されている。

以上のように、衛星放送やCATV、地上放送は統合され、第1.1.4図の破線内の超広帯域高周波受信システムを中心として映像情報通信は発展すると考えられる。とりわけチャンネル数の最も多いCATVが中心となるが、多数チャンネルを受信する場合、最も問題となるのがチャンネル間の妨害である。

チャンネル間で発生する妨害の代表である相互変調妨害と混変調妨害および基本性能である雑音性能が、ニューメディアの中心となる超広帯域高周波受信システムの性能を定めるといえる。このため、妨害性能と雑音性能の優れた超広帯域高周波受信システムの確立が本研究の中心課題である。次に本研究に関連する過去の研究の概略と本研究の目的と意義を述べる。

1.2 過去の研究の概略と本研究の目的と意義

高周波受信回路における妨害および雑音特性向上に関する従来の研究は、高周波能動素子である真空管、バイポーラトランジスタ、電界効果型トランジスタの解析と受像時の現象評価を中心としたものに大別される。

高周波能動素子の解析では、混変調特性を中心として、Darmmers⁴⁾らが真空管を対象としてグリッド電圧とアノード電流間の静特性から混変調歪と直流動作点とを関係づけることにより原理的な関係式を導出している。

バイポーラトランジスタに関しては、D. Holemes⁵⁾がDarmmersらの原理的な関係式をバイポーラトランジスタに適用しうるように展開した。

バイポーラトランジスタを対象として、混変調妨害などの非直線歪の発生過程を、M. Akgun⁶⁾らやJ. Reynolds⁷⁾がPN接合部の解析から行っている。さらに、H. Lotsch⁸⁾やJ. Reynolds⁹⁾らがバイポーラトランジスタの内部定数や外部寄生定数と非直線歪との関係を解析し、ベース抵抗やエミッタリード抵抗などの影響および動作点との関係を示した。

バイポーラトランジスタ増幅器の混変調妨害などの非直線歪を改善する研究は、G. E. Theriault¹⁰⁾やH. Arnous¹¹⁾やC. D. Simmons¹²⁾によって試みられ、エミッタ部に低周波用側路回路を付加することによる混変調特性の改善効果が報告されている。

電界効果型トランジスタ(FET)に関しては、K. E. Loyon¹³⁾が検討しているが実験的な内容である。

多数チャネル間で生じる混変調妨害に関しては、Prochazka¹⁴⁾が増幅器で生じる混変調に位相特性を導入し、多数チャネル間での混変調特性の劣化度を解析している。更に、Arnold¹⁵⁾は増幅器で生じる3次の相互変調妨害のスペクトラム分布や劣化度を解析している。

一方、妨害および雑音性能のテレビ画面上での評価に関してはFCCに対するTASO¹⁶⁾の報告があるが、我国では、樋渡¹⁷⁾らが主観評価し、五段階評価の基準を定めている。

種々の妨害に関しては、佐々木¹⁸⁾らが強電界地域における混信を問題とし、村主¹⁹⁾や赤坂²⁰⁾は、妨害波のカラーTV信号に対する影響や正弦波ビート妨害や混変調妨害により生じるウインド・ワイパ妨害を評価し、沼口^{21) 22)}が妨害の検知限および許容限を報告している。

さらに、CATVに関しては、磯部²³⁾が多数チャンネル間で生じる混変調を主観評価し、検知限および許容限を検討している。

映像情報通信システムにおいて、高周波受信系に関係する妨害特性と雑音特性の過去の研究は、(1)これらの特性の原因である高周波能動素子を簡単なモデルにより解析し、定性的に説明しうるにとどめたもの(原理的な研究)と(2)テレビ受像機の画質向上のために、現象評価の基準を定める研究が中心であった。

そこで、本研究では、テレビ画質劣化の現象と、その発生源である高周波能動素子の特徴とを関係づけ、従来のチャンネル選択増幅器(あるいは混合器)に代わって、広帯域共通増幅器(あるいは混合器)を採用した超広帯域高周波受信システムの妨害性能と雑音性能を効果的に向上させる体系的な受信方式や回路方式を研究した。

第2章 妨害・雑音性能向上設計法

2.1 非直線歪

高周波受信回路に用いる高周波半導体デバイス自身の伝達特性が有している高次の非直線成分から非直線歪が生じ、種々の不要な妨害信号が発生したり、希望しない不要な信号を受信することになる。ここでは、相互変調妨害と混変調妨害が生じる過程を概説する。

高周波半導体デバイスの入力電圧を e_i 、出力電流を i_o 、また高周波半導体デバイスの相互コンダクタンスの n 次の微係数を $g_m^{(n)}$ で表すと、入力電圧と出力電流の関係を次式のように表現できる。

$$i_o = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{g_m^{(n)}}{n!} e_i^n \quad (2.1.1)$$

ここで、 I_0 は直流バイアス電圧によって定まる出力側直流電流である。

式(2.1.1)の直流分 I_0 を除外すると、入力信号数を5と仮定した時、

$$i_o = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{g_m^{(n)}}{n!} \left(\sum_{r=1}^5 e_i \right)^n \quad (2.1.2)$$

$$e_i = e_r \sin \omega_r t \quad (r = 1 \sim 5) \quad (2.1.3)$$

となる。

式(2.1.3)の ω_1 、 ω_2 、 \dots ω_5 の各周波数の組み合わせから、種々の相互変調妨害と混変調妨害を生じさせる成分が求められる。

次に、これらの成分を表現する関係式を検討する。

ここで、

$e_r \sin \omega_r t$: 入力信号電圧

e_r : 入力信号電圧の振幅

ω_r : 入力信号の角周波数

i_{o_1} : 出力電流の基本波成分

i_{o_2} : 出力電流の2次歪成分

i_{o_3} : 出力電流の3次歪成分

p, q, r : 相互に異なる信号を表現するための添字($p, q, r = 1 \sim 5$)

式(2.1.2)の $n=1$ の項から生じる信号成分 i_{o_1} は、

$$i_{o_1} = g_m \left(\sum_{r=1}^5 e_r \sin \omega_r t \right) \quad (2.1.4)$$

$n=2$ の項から生じる2次歪成分 i_{o_2} は、

$$i_{o_2} = \frac{g_m}{2!} \left(\sum_{r=1}^5 e_r \sin \omega_r t \right)^2$$

$$= \frac{g_m}{2!} \left[\sum_{r=1}^5 e_r^2 \sin^2 \omega_r t + 2 \sum_{p, q=1 \sim 5}^{p \neq q} e_p e_q \sin \omega_p t \sin \omega_q t \right]$$

$$= \frac{g_m}{2 \times 2!} \left[\sum_{r=1}^5 e_r^2 - \sum_{r=1}^5 e_r^2 \cos 2\omega_r t + 2 \sum_{p, q=1 \sim 5}^{p \neq q} e_p e_q \cos(\omega_p - \omega_q)t \right]$$

$$- 2 \sum_{p, q=1 \sim 5}^{p \neq q} e_p e_q \cos(\omega_p + \omega_q)t]$$

(2.1.5)

$n=3$ の項からは3次歪成分 i_{o_3} が得られる。

$$i_{o_3} = \frac{g_m}{3!} \left(\sum_{r=1}^5 e_r \sin \omega_r t \right)^3$$

$$= \frac{g_m}{3!} \begin{matrix} (2) & 5 \\ \sum_{r=1}^5 e_r^3 \sin^3 \omega_r t + 3 \sum_{\substack{p \neq q \\ p, q=1 \sim 5}} e_p^2 e_q \sin^2 \omega_p t \cdot \sin \omega_q t \end{matrix}$$

$$+ 6 \sum_{\substack{p \neq q \neq r \\ p, q, r=1 \sim 5}} e_p e_q e_r \sin \omega_p t \cdot \sin \omega_q t \cdot \sin \omega_r t]$$

$$= \frac{g_m}{3!} \begin{matrix} (2) \\ \frac{3}{4} \sum_{r=1}^5 e_r^3 \sin \omega_r t - \frac{1}{4} \sum_{r=1}^5 e_r^3 \sin 3\omega_r t \end{matrix}$$

$$+ \frac{3}{2} \sum_{\substack{p \neq q \\ p, q=1 \sim 5}} e_p^2 e_q \sin \omega_q t$$

$$- \frac{3}{4} \sum_{\substack{p \neq q \\ p, q=1 \sim 5}} e_p^2 e_q \sin(2\omega_p + \omega_q)t$$

$$+ \frac{3}{4} \sum_{\substack{p \neq q \\ p, q=1 \sim 5}} e_p^2 e_q \sin(2\omega_p - \omega_q)t$$

$$- \frac{3}{2} \sum_{\substack{p \neq q \neq r \\ p, q, r=1 \sim 5}} e_p e_q e_r \sin(\omega_p + \omega_q + \omega_r)t$$

$$- \frac{3}{2} \sum_{\substack{p \neq q \neq r \\ p, q, r=1 \sim 5}} e_p e_q e_r \sin(\omega_p - \omega_q - \omega_r)t$$

$$- \frac{3}{2} \sum_{\substack{p \neq q \neq r \\ p, q, r=1 \sim 5}} e_p e_q e_r \sin(\omega_p + \omega_q - \omega_r)t$$

$$+ \frac{3}{2} \sum_{p, q, r=1 \sim 5}^{p \neq q \neq r} e_p e_q e_r \sin(\omega_p - \omega_q + \omega_r)t] \quad (2.1.6)$$

4次歪以上($n \geq 4$)の成分も求められるが、一般に2次および3次歪に比較して小さいので省略する。

以上の解析結果を第2.1.1表にまとめる。

第2.2.1表 非直線ひずみによる各種出力成分($p, q, r = 1 \sim 5$)

1次成分	$i_{o1} = g_m e_r \sin \omega_r t$	基本波成分
2次歪成分	$i_{o2} = \frac{g_m(1)}{4} e_r^2$	直流成分
	$\frac{g_m(1)}{2} e_p e_q \cos(\omega_p \pm \omega_q)t$	和差ビート成分
	$\frac{g_m(1)}{4} e_r^2 \cos 2 \omega_r t$	第2高調波成分
3次歪成分	$i_{o3} = \frac{g_m(2)}{8} e_r^3 \sin \omega_r t$	基本波成分の歪
	$\frac{g_m(2)}{4} e_p^2 e_q \sin \omega_q t$	混変調成分
	$\frac{g_m(2)}{4} e_p e_q e_r \sin(\omega_p \pm \omega_q \pm \omega_r)t$	3信号ビート成分
	$\frac{g_m(2)}{8} e_p^2 e_q \sin(2 \omega_p \pm \omega_q)t$	相互変調成分
	$\frac{g_m(2)}{24} e_r^3 \sin 3 \omega_r t$	第3高調波成分

第2.1.1表より、 $\omega_p \pm \omega_q \pm \omega_r$ や $2\omega_p \pm \omega_q$ で示される相互変調妨害となる成分や式(2.1.6)の第3項で示される混変調妨害が発生する。次に、混変調妨害について詳しく説明する。たとえば、入力信号を2波(1波は妨害信号)とし、次式に示すようにAM変調波A(妨害信号に対応する)と無変調搬送波B(希望信号に対応する)とする。

$$e_i = A \{1 + mV(t)\} \cos \omega_A t + B \cos \omega_B t \quad (2.1.7)$$

ここで、

A、B : それぞれAM変調波Aと無変調搬送波Bの振幅

m : 変調度

V(t) : Aの変調信号

ω_A, ω_B : それぞれA、Bの搬送角周波数

式(2.1.7)を式(2.1.2)に代入した結果、発生する各周波数成分のうちで、特に希望信号($\cos \omega_B t$)の成分($i_{o\omega_B}$)に着目すると、次のようになる。

$$\begin{aligned} i_{o\omega_B} = & (k_1 B + \frac{3}{4} k_3 B^3 + \frac{5}{8} k_5 B^5 + \dots) \cos \omega_B t \\ & + \frac{3}{2} k_3 A^2 B \{1 + mV(t)\}^2 \cos \omega_B t \\ & + \frac{15}{8} k_5 A^4 B \{1 + mV(t)\}^4 \cos \omega_B t + \dots \end{aligned} \quad (2.1.8)$$

ここで、 $k_n = g_m^{(n)}$ である。

式(2.1.8)は、無変調搬送波であった信号Bは、右辺第2項、第3項のように妨害信号により変調を受けること(混変調妨害)を示している。式(2.1.7)と式(2.1.8)が混変調妨害が発生する過程を示す関係式である。

評価実験から、希望信号が妨害信号により受ける変調度が希望信号の変調度の1%(すなわち、希望信号の検波電圧の1/100)が検知限界値である。一般に、この検知限界値の混変調妨害(1%混変調)を生じさせる妨害信号電圧により、高周波半導体デバイスやテレビ受像機の混変調特性を表現している。

以上のような関係式より、高周波受信回路に用いる高周波半導体デバイスの非直線特性から第2.2.1表に示した種々の高次歪成分が生じ、画像への妨害現象となる。

この妨害の発生を低減するために、以下、受信方式や回路方式の体系的な設計法を検討した。

2.2 相互変調妨害と受信方式^{24) 25)}

従来のチャネル選択形式に代わって広帯域共通増幅器や混合器を用い高周波受信回路を設計することの有効性を前述したが、周波数変換の動作をする混合器を含む受信回路では、広帯域特性を有する混合器で発生するチャネル間の相互変調妨害を除去する受信方式の確立が重要となる。ここでは、混合器で本質的に発生する2次の非直線性による妨害を避ける周波数関係を解析し、最適な周波数変換方式を求めることにより、多数チャネル間で発生する相互変調妨害を除去しうる受信方式を研究した。

2.2.1 周波数関係の解析

混合器で本質的に発生する、混合素子の伝達特性の2次の非直線成分から生じる妨害を除去する周波数関係を解析する。

混合素子の伝達特性の2次の非直線成分により発生する妨害信号は次の3種類に大別される。

- 1) 受信希望信号と妨害信号とにより発生した中間周波信号が妨害を与える場合
- 2) 局発信号と妨害信号とにより発生した中間周波信号が妨害を与える場合
- 3) 受信希望信号以外の多数チャネル間で発生する信号が受信希望信号や中間周波信号に妨害を与える場合

これらは次の関係式で示される。

$$|fd \pm fu| = fi, |f_{Lo} \pm fu| = fi, |fu_1 \pm fu_2| = fi, |fu_1 \pm fu_2| = fd$$

ここで、fdは受信希望信号周波数、 f_{Lo} は局発周波数、fiは中間周波数、fuは妨害信号周波数(添字 u_1 と u_2 は同一妨害信号でないことを示す)である。

これらの妨害のうち、前記の1)と2)の関係から発生する妨害に着目した(3)の関係から発生する妨害については、第4章の4.6.2で解析した)。すなわち、

$$fd - fu = fi \quad (2.2.1) \quad fu - fd = fi \quad (2.2.2)$$

$$fd + fu = fi \quad (2.2.3) \quad fu - f_{Lo} = fi \quad (2.2.4)$$

$$f_{Lo} - fu = fi \quad (2.2.5) \quad fu + f_{Lo} = fi \quad (2.2.6)$$

ここで用いられる周波数変換方式には、変換周波数を受信周波数より高くするUPコンバート方式と、低くするDOWNコンバート方式がある。両方式の周波数関係を吟味し、混合器で本質的に発生する妨害信号の周波数関係を次に解析する。

A. UP コンバート方式 ($f_i > f_d$)

(1) $f_{Lo} - f_d = f_i$ の場合

式(2.2.1)より、 $f_d - f_u = f_i > f_d$ とする f_u は負となり、式(2.2.1)の関係の妨害信号は生じない。

$$\text{式(2.2.2)より、} f_u - f_d = f_i \quad (2.2.7)$$

$$\text{式(2.2.3)より、} f_d + f_u = f_i \quad (2.2.8)$$

式(2.2.4)より、 $f_u - f_{Lo} = f_i$ に $f_{Lo} - f_d = f_i$ を代入して、

$$f_u - f_d = 2 f_i \quad (2.2.9)$$

式(2.2.5)より、 $f_{Lo} - f_u = f_i$ に $f_{Lo} - f_d = f_i$ を代入すると $f_u = f_d$ となり受信周波数と一致して妨害信号の周波数関係を示すものでない。

式(2.2.6)より、 $f_u + f_{Lo} = f_i$ に $f_{Lo} - f_d = f_i$ を代入すると $f_d + f_u = 0$ となりこの様な関係は實際上存在しない。

以上の結果から $f_{Lo} - f_d = f_i$ とする UP コンバート方式では、式(2.2.7)、式(2.2.8)、式(2.2.9)の関係が妨害信号の周波数関係となる。

(2) $f_{Lo} + f_d = f_i$ の場合

上記と同様な検討より、 $f_{Lo} + f_d = f_i$ とする UP コンバート方式では、下記の関係式が妨害信号の周波数関係となる。

$$f_u - f_d = f_i \quad (2.2.10)$$

$$f_d + f_u = f_i \quad (2.2.11)$$

$$f_u + f_d = 2 f_i \quad (2.2.12)$$

B. DOWN コンバート方式 ($f_i < f_d$)

(1) $f_{Lo} - f_d = f_i$ の場合

上記と同様な検討より、 $f_{Lo} - f_d = f_i$ とする DOWN コンバート方式では、下記の関係式が妨害信号の周波数関係となる。

$$f_d - f_u = f_i \quad (2.2.13)$$

$$f_u - f_d = f_i \quad (2.2.14)$$

$$f_u - f_d = 2 f_i \quad (2.2.15)$$

(2) $f_d - f_{Lo} = f_i$ の場合

上記と同様な検討より、次の関係式が妨害信号の周波数関係となる。

$$f_d - f_u = f_i \quad (2.2.16)$$

$$f_u - f_d = f_i \quad (2.2.17)$$

$$f_u - f_d = -2f_i \quad (2.2.18)$$

$$f_u + f_d = 2f_i \quad (2.2.19)$$

第2.2.1表に、周波数変換方式と前記の関係式から発生する妨害信号の周波数関係をまとめる。

第2.2.1表 周波数変換方式と妨害信号の周波数関係

UP-CONV. 方式		DOWN-CONV. 方式	
周波数変換方式	妨害信号の周波数関係	周波数変換方式	妨害信号の周波数関係
$f_{Lo} - f_d = f_i$	$f_u - f_d = f_i$	$f_{Lo} - f_d = f_i$	$f_d - f_u = f_i$
	$f_d + f_u = f_i$		$f_u - f_d = f_i$
	$f_u - f_d = 2f_i$		$f_u - f_d = 2f_i$
$f_{Lo} + f_d = f_i$	$f_u - f_d = f_i$	$f_d - f_{Lo} = f_i$	$f_d - f_u = f_i$
	$f_d + f_u = f_i$		$f_u - f_d = f_i$
	$f_u + f_d = 2f_i$		$f_d \pm f_u = 2f_i$

(注) f_d : 受信希望信号周波数, f_u : 妨害信号周波数
 f_{Lo} : 局発周波数, f_i : 中間周波数

2.2.2 設計法のグラフ解析

前述の解析をもとに、受信希望信号と妨害信号との間で成立する周波数関係をグラフ表示したのが第2.2.1図、第2.2.2図である。たとえば、わが国のCATV信号が次の周波数範囲以下、(信号存在領域という)に存在するものとする。²⁶⁾

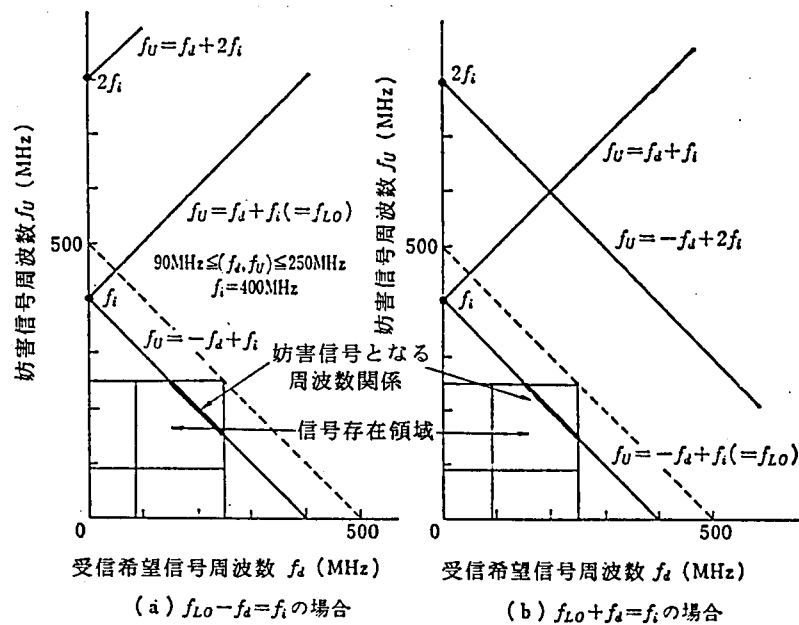
$$90\text{MHz} \leq (f_d, f_u) \leq 250\text{MHz} \quad (2.2.20)$$

第2.2.1図と第2.2.2図からチャンネル間で相互に妨害信号となる周波数関係を示す直線と信号存在領域の位置関係を比較すると、UPコンバート方式の場合、両図の太い実線が信号存在領域を横切る度合いがDOWNコンバート方式より少ないため、チャンネル間で相互に妨害となる周波数関係の生じる確率は少ない。従って、チャンネル間の相互変調妨害を除去するにはUPコンバート方式がDOWNコンバート方式より有利である。

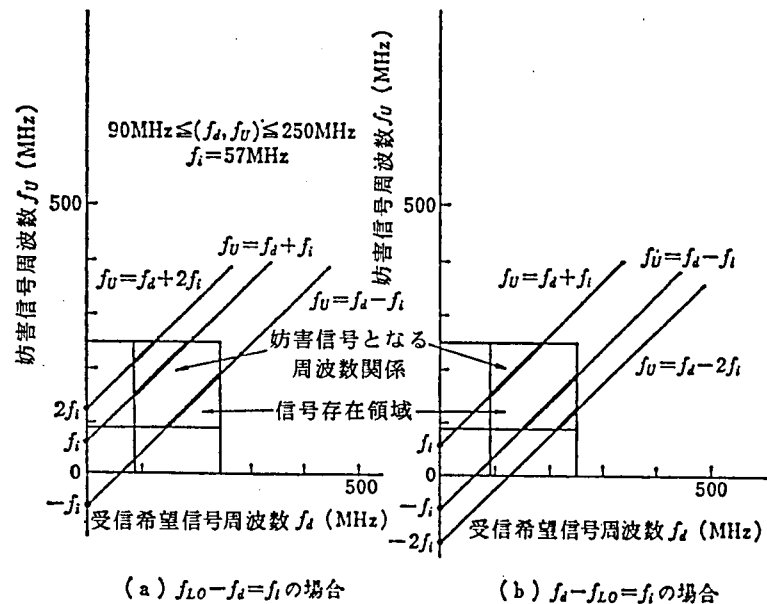
第2.2.1図(b)に示した方式では局発周波数 f_{Lo} が受信希望信号周波数 f_d の信号存在領域に入り、局発信号が妨害となる。一方、第2.2.1図(a)に示した方式では局発周波数 f_{Lo} は信号存在領域に入らず、局発信号は妨害信号とならないため第2.2.1図(a)の方式が適当といえる。

第2.2.1図の破線で示すように、中間周波数 f_i を受信希望信号周波数の最大値の2倍以上にすれば、チャンネル間で相互に妨害信号となる周波数関係を示す直線が信号存在領域を横切ることがないため、チャンネル間では相互に妨害信号とはならない。

第2.2.2図のDOWNコンバート方式に於いて、受信希望信号が広帯域に連続して存在する場合、複数の帯域に分割しチャンネル間で相互に妨害信号とならないようにそれぞれの帯域の周波数範囲を定めることが重要といえる。既存のVHF帯のテレビ放送のチャンネル配列では低バンドと高バンドに分割されているため、DOWNコンバート方式が効果的に用いられている。



第2.2.1図 UPコンバート方式の妨害信号の周波数関係



第2.2.2図 DOWNコンバート方式の妨害信号の周波数関係

UPコンバート方式を用いる場合、テレビ受像機に接続するには、標準な中間周波数などに変換する機能部(以下、DOWNコンバート部と称す)が必要となり、広帯域受信にはUPコンバート部とDOWNコンバート部との縦続接続が必要となる。

次に、UPコンバート部に縦続接続されるDOWNコンバート部で発生する妨害信号について述べる。

UPコンバート部に後続するDOWNコンバート部の出力周波数が、既存のテレビ受像機の特定チャンネルとなる場合(以下、VHF→VHF変換と称す)と標準中間周波数となる場合(以下、VHF→IF変換と称す)の2通りの方法が考えられる。

入出力の映像信号と音声信号との相対周波数関係を同一に保つ必要があるVHF→VHF変換の場合と、逆にする必要があるVHF→IF変換の場合では、DOWNコンバート部の周波数変換方式は異なる。前述と同様な解析から、DOWNコンバート部の周波数変換方式とそこで発生する妨害信号は第2.2.2表に示す周波数関係となる。

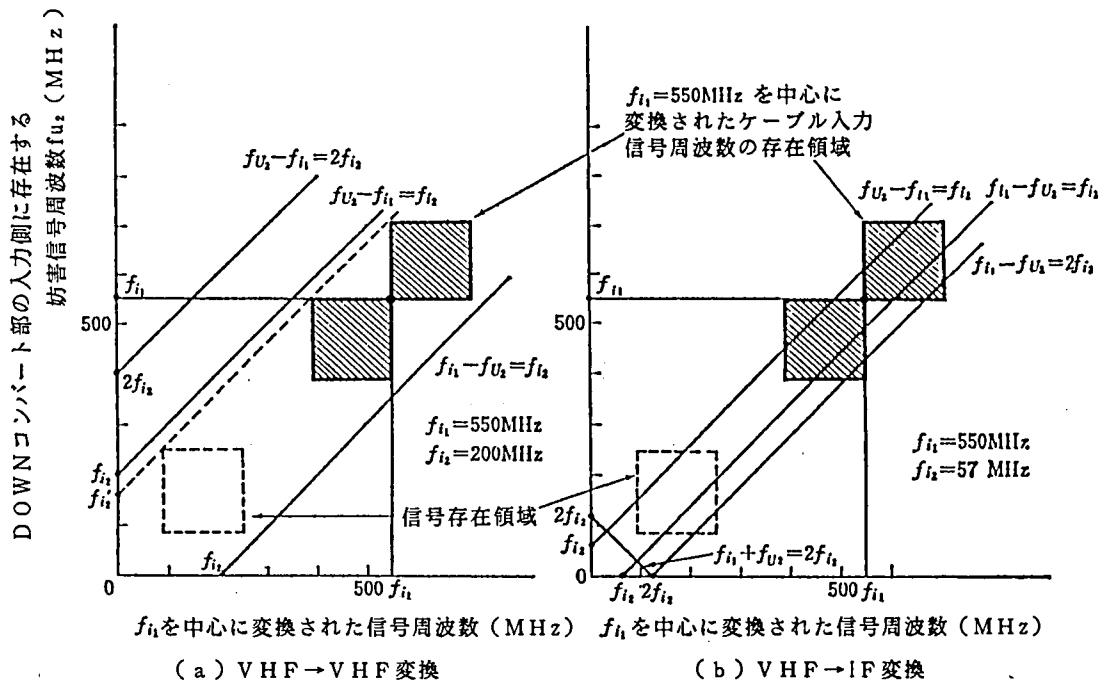
第2.2.2表 DOWNコンバート部で発生する妨害の周波数関係

VHF→VHF 変換		VHF→IF 変換	
周波数変換方式	妨害信号の周波数関係	周波数変換方式	妨害信号の周波数関係
$f_{LO2} - f_{i1} = f_{i2}$	$f_{i1} - f_{u2} = f_{i2}$	$f_{i1} - f_{LO2} = f_{i2}$	$f_{i1} - f_{u2} = f_{i2}$
	$f_{u2} - f_{i1} = f_{i2}$		$f_{u2} - f_{i1} = f_{i2}$
	$f_{u2} - f_{i1} = 2f_{i2}$		$f_{i1} \pm f_{u2} = 2f_{i2}$

(注) 添字1はUPコンバート部、添字2はDOWNコンバート部を示す。

第2.2.2表に示した受信希望信号と妨害信号との周波数関係を、VHF→VHF変換の場合と、VHF→IF変換の場合とをグラフにより比較すると第2.2.3図となる。第2.2.3図の斜線部分はUPコンバート部の中間周波数を中心に変換された入力信号周波数の存在領域である。この斜線部分と、受信希望信号と妨害信号との間に成立する周波数関係を示す直線との位置関係からDOWNコンバート部の中間周波数 f_{i2} が、第2.2.3図(a)の f_{i2}' (この場合、160MHz)より大きい場合には、UPコンバート部の中間周波数 f_{i1} を中心に変換された入力信号間で発生する妨害の除去が可能になる。

第2.2.3図(b)から、VHF→IF変換の場合はVHF→VHF変換の場合に比較して妨害を受け易いので、VHF→IF変換の場合、UPコンバート部とDOWNコンバート部との間の結合回路の通過帯域外選択度はVHF→VHF変換の場合に比較して大きくする必要がある。



第2.2.3図 VHF→VHF変換とVHF→IF変換の比較

以上のように、UPコンバート部およびDOWNコンバート部の場合について解析した結果をグラフ表示した第2.2.1図、第2.2.2図より、混合素子の伝達特性の2次の非直線成分より発生する妨害信号の周波数関係が明確になると同時に、この妨害信号を除去することが可能な周波数関係を決定することができる。また、第2.2.3図からVHF→VHF変換の場合とVHF→IF変換の場合とで、UPコンバート部に後続されるDOWNコンバート部で発生する妨害信号の周波数関係に差異がある。従って、要求される結合回路の通過帯域外の選択特性も異なることが明らかになった。

2.2.3 縦続接続時の妨害信号の解析

多数チャネル受信に適しているUPコンバート部とDOWNコンバート部との縦続接続では、両者の相互干渉により新たに発生する妨害信号の除去が必要となる。この原因は一方のコンバート部で取り扱う信号が他方のコンバート部に入り妨害信号となるためである。この妨害信号のうち特に発生し易いのは、UPコンバート部の局発信号とDOWNコンバート部の局発信号とがDOWNコンバート部で混合されて発生する信号の周波数が、受信希望信号周波数またはDOWNコンバート部の出力となる中間周波数に等しくなる場合であり、ビート妨害となる。

VHF → VHF 変換の場合、次の関係式が成り立つ。

$$\text{周波数変換方式 : } f_{L_{O1}} - f_d = f_{i1} \quad (2.2.21)$$

$$f_{L_{O2}} - f_{i1} = f_{i2} \quad (2.2.22)$$

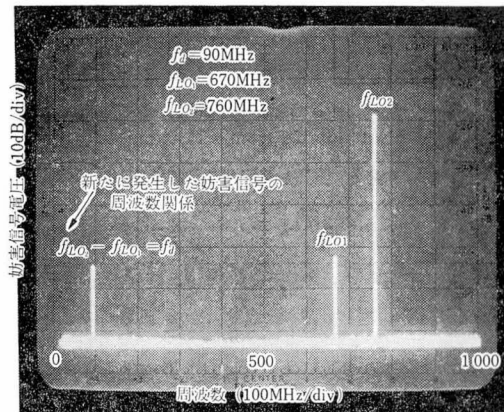
$$\text{妨害信号の周波数関係 : } |f_{L_{O1}} \pm f_{L_{O2}}| = f_d, f_{i2} \quad (2.2.23)$$

この時、次に示す関係式のみ成り立つ。

$$f_{L_{O2}} - f_{L_{O1}} = f_{i2} - f_d = f_d \quad (2.2.24)$$

$$f_{L_{O1}} - f_{L_{O2}} = f_d - f_{i2} = f_{i2} \quad (2.2.25)$$

すなわち、 $f_{i2} = 2f_d$ または、 $f_d = 2f_{i2}$ となり、妨害信号が発生する。第2.2.4図に発生する妨害信号の様子を示した。この妨害信号を除去するには、前記の関係を避けて、DOWNコンバート部の出力となる中間周波数 f_{i2} を定めなければならない。



第2.2.4図
縦続接続時の妨害

〔注〕新たに発生した妨害信号の周波数関係 $f_{L_{O1}} - f_{L_{O2}} = f_d$

たとえば、 $90\text{MHz} \leq f_d \leq 250\text{MHz}$ とすると、DOWNコンバート部の出力となる中間周波数 f_{i2} は次のようになる。

$$125\text{MHz} < f_{i2} < 180\text{MHz} \quad (2.2.26)$$

しかし、前節の検討結果から、 $f_{i2} > 160\text{MHz}$ にする必要があるから、

$$160\text{MHz} < f_{i2} < 180\text{MHz} \text{ と決定される。}$$

VHF → IF 変換の場合についても同様な検討を行う。

$$\text{周波数変換方式 : } f_{L_{O1}} - f_d = f_{i1} \quad (2.2.27)$$

$$f_{i1} - f_{L_{O2}} = f_{i2} \quad (2.2.28)$$

このような周波数変換方式の場合、2つの局発信号の和および差から発生する妨害信号の周波数は、いずれも f_d または f_{i2} に等しくなりえないから、VHF → IF 変換の場合にはここで述べている妨害信号は発生しないといえる。

以上の検討結果から、UPコンバート部とDOWNコンバート部との縦続接続時に新たに発生する妨害信号を除去するには、VHF→IF変換の場合に比較してVHF→VHF変換の場合、変換され、出力となる既存のテレビ受像機のチャンネルは限定される。

2.2.4 結 言

テレビ放送チャンネル間の妨害のうち、広帯域に存在する多数チャンネル間の相互変調妨害を除去し、広帯域共通増幅器や混合器で受信可能とする広帯域高周波受信方式を研究した。

まず、受信回路の最も基本的な機能である周波数変換動作を行う混合器で本質的に発生する2次の非直線性による妨害の周波数関係を解析した。

この解析結果に基づいて、多数チャンネル間の相互変調妨害を除去しうる設計法を検討し、グラフ表示により簡潔に高周波受信方式と相互変調妨害の関係を示した。

広帯域特性を有する混合器で発生する多数チャンネル間の相互変調妨害を除去するには、受信周波数より高い周波数に変換するUPコンバート方式が、低くするDOWNコンバート方式より有利であり、広帯域高周波受信方式の基本構成は、UPコンバート部とDOWNコンバート部の縦続接続となる。

次に、UPコンバート部に後続するDOWNコンバート部で発生する妨害の周波数関係を解析した。その結果、VHF→VHF変換の場合は、VHF→IF変換の場合に比較して妨害を受け易く結合回路の通過帯域外の選択特性をより高める必要があることを示した。

さらに、広帯域高周波受信方式の基本構成であるUPコンバート部とDOWNコンバート部の縦続接続時に発生する妨害を除去するDOWNコンバート部の出力周波数の決定方法も明らかにした。

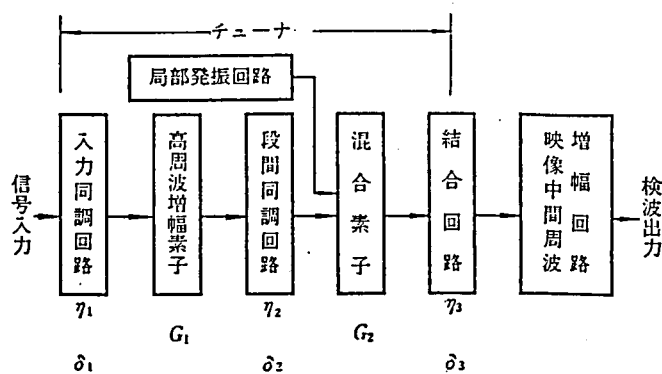
2.3 混変調妨害の発生過程と回路方式²⁷⁾

チャンネル間妨害の代表である混変調妨害を低減するためには、テレビ受像機の高周波受信系の設計を、従来のチューナ中心からチューナおよび映像中間周波増幅回路を含めたシステム設計にまで拡張することが重要である。この高周波受信系に使用される能動素子の混変調特性と、この能動素子に到達する妨害信号電圧との関係により、テレビ受像機の混変調特性を解析できることを示し、高周波受信系の混変調妨害の発生過程と混変調特性を効果的に向上させる回路方式を研究した。

2.3.1 混変調と回路特性との関係²⁸⁾

テレビ受像機の混変調妨害は、チューナおよび映像中間周波増幅回路に使用される能動素子の高次の非直線特性により生じる。この能動素子の混変調特性と能動素子に到達する妨害信号電圧との大小関係から、テレビ受像機の混変調特性と高周波受信系の回路方式を検討することが妥当と考えられる。

テレビ受像機の高周波受信系を構成するチューナおよび映像中間周波増幅回路は第2.3.1図に示すように、高周波増幅素子、混合素子、検波機能を含む映像中間周波増幅回路およびチューナの入力同調回路、段間同調回路、チューナと映像中間周波増幅回路との結合回路から構成され、図中の記号を第2.3.1表で説明する。



第2.3.1図 高周波受信系

第2.3.1表 記号の説明

記 号	説 明
η_1	入力同調回路の能率
δ_1	入力同調回路の妨害信号選別度
G_1	高周波増幅素子の電力利得
η_2	段間同調回路の能率
δ_2	段間同調回路の妨害信号選別度
G_2	混合素子の変換利得
η_3	結合回路の能率
δ_3	結合回路の妨害信号選別度

第2.3.1図の構成では、特にチューナと映像中間周波増幅回路との結合回路の特性が重要となる。その理由は、チューナおよび映像中間周波増幅回路に使用される能動素子が有する伝達特性の高次の非直線成分が、半導体デバイスの開発に伴って変化し、さらに映像中間周

波増幅回路への集積回路の採用により映像中間周波増幅回路の混変調特性が劣化した結果、テレビ受像機の混変調特性は、チューナの混変調特性と一致せず、映像中間周波増幅回路で発生する混変調妨害が寄与するようになったためである。

次に混変調妨害の発生過程と回路特性との関係を検討する。

チューナに1%混変調(希望信号が妨害信号によって1%の変調をうけること)を生じさせる妨害信号電圧を E_{u_T} とすると、信号源とチューナとの間で整合がとれている場合、妨害信号電力 W_{u_T} は次式となる。

$$W_{u_T} = \frac{E_{u_T}^2}{4R} \quad (2.3.1)$$

ここで、 R は信号源インピーダンスである。

この妨害信号電力 W_{u_T} はチューナによって増幅されると同時に、チューナの入力同調回路、段間同調回路およびチューナと映像中間周波増幅回路との結合回路の選択特性によって減衰されるので、映像中間周波増幅回路の入力端に生じる妨害信号電力 W_{u_I}' は次式となる。

$$W_{u_I}' = \frac{E_{u_T}^2}{4R} G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \eta_3 \delta_1 \delta_2 \delta_3 \quad (2.3.2)$$

一方、映像中間周波増幅回路に1%混変調を生じさせる妨害信号電圧を E_{u_I} とすると、信号源と映像中間周波増幅回路との間で整合がとれている場合には、妨害信号電力 W_{u_I} は次式となる。

$$W_{u_I} = \frac{E_{u_I}^2}{4R} \quad (2.3.3)$$

ここで、 R は信号源インピーダンスである。

そこで、 $W_{u_I}' \leq W_{u_I}$ すなわち、

$$E_{u_T}^2 G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \eta_3 \delta_1 \delta_2 \delta_3 \leq E_{u_I}^2 \quad (2.3.4)$$

という関係が成り立つ時、テレビ受像機の混変調特性はチューナの混変調特性に支配され、

逆の関係が成り立つ時は映像中間周波増幅回路の混変調特性に支配される。

いいかえれば、チューナと映像中間周波増幅回路との結合回路の特性を示す $\eta_3 \delta_3$ がテレビ受像機の混変調特性を支配する重要な因子となる。

すなわち、

$$\eta_3 \delta_3 \leq \left(\frac{E_{u_I}^2}{E_{u_T}} \right) \cdot \frac{1}{G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \delta_1 \delta_2} \quad (2.3.5)$$

という関係が成り立つ時、テレビ受像機に 1 % 混変調を生じさせる妨害信号電圧 E_u は、

$$E_u = E_{u_T} \quad (2.3.6)$$

となり、テレビ受像機の混変調特性はチューナによって支配される。

逆の関係の場合には、妨害信号に対してチューナは増幅器として働き、テレビ受像機に 1 % 混変調を生じさせる妨害信号電圧 E_u は、

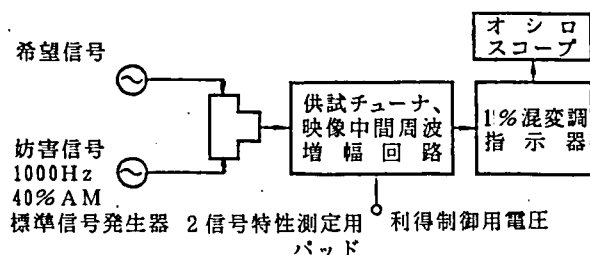
$$E_u = \frac{E_{u_I}}{\{G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \eta_3 \delta_1 \delta_2 \delta_3\}^{1/2}} \quad (2.3.7)$$

となり、テレビ受像機の混変調特性は映像中間周波増幅回路に支配される。

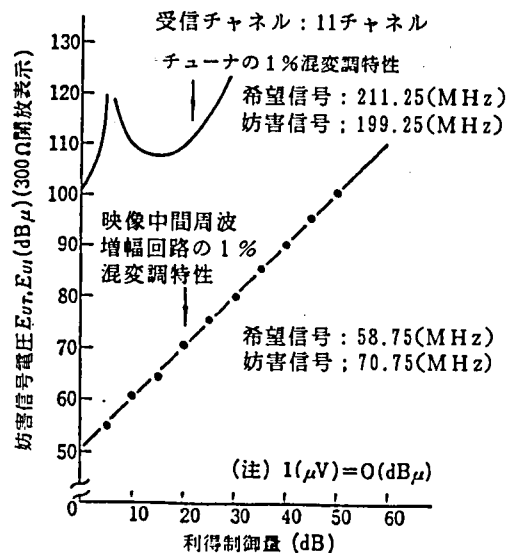
2.3.2 評価実験

前節で述べた関係の妥当性を確認するために、テレビ受像機の 1 % 混変調の測定、およびテレビ受信画像の混変調妨害評価実験を行った。

この実験検討に用いたチューナは、高周波増幅素子としてデュアルゲート MOS 型 FET を用いたものであり^{29) 30)} 映像中間周波増幅回路として、トランジスタ回路を使用した。チューナおよび映像中間周波増幅回路の 1 % 混変調を第 2.3.2 図の系統図により測定した。

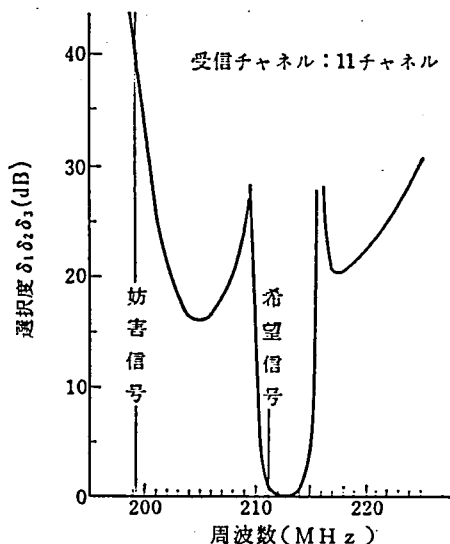


第2.3.2図 1%混変調の測定系統図

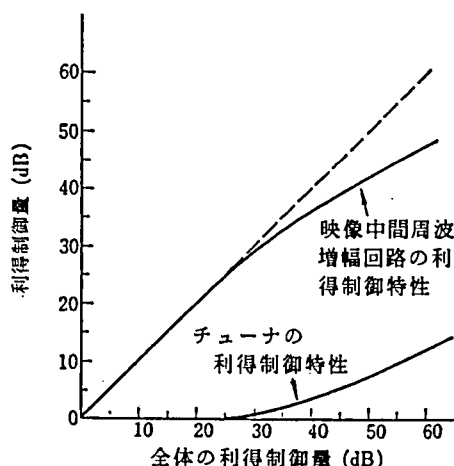


第2.3.3図 1%混変調特性

この測定結果を第2.3.3図、結合回路を含むチューナと同調回路の選択度を第2.3.4図に、チューナおよび映像中間周波増幅回路の利得制御特性を第2.3.5図に示す。この利得制御特性をもつテレビ受像機で、1%混変調の測定および混変調妨害評価実験を行った。

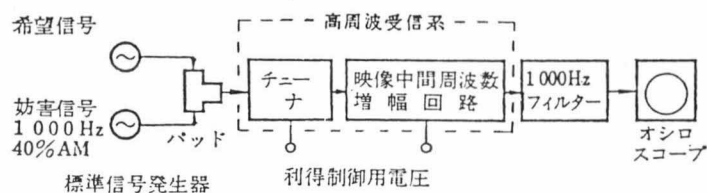


第2.3.4図 同調回路の選択度



第2.3.5図 利得制御特性

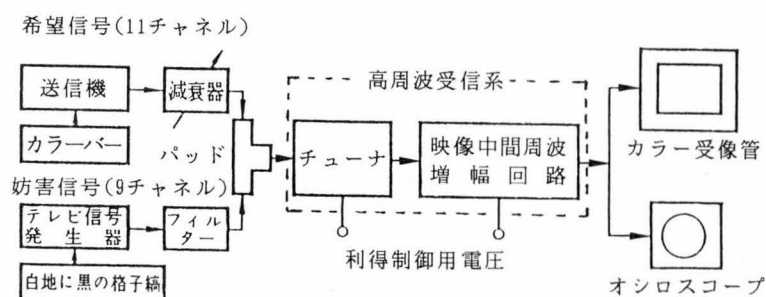
第2.3.6図は正弦波によるテレビ受像機の1%混変調を測定するための系統図である。実験には、妨害信号が直接検波されるのを避け、混変調による妨害のみを測定するために希望信号を11チャンネル無変調映像搬送波とし、妨害信号に9チャンネルの映像搬送波を用い、変調波を1000Hz、振幅変調度を40%とした³¹⁾。供試テレビ受像機の標準映像信号電圧は0.2V_{pp}であるので、0.002V_{pp}を生じさせる妨害信号電圧により、供試テレビ受像機の1%混変調特性を示した。



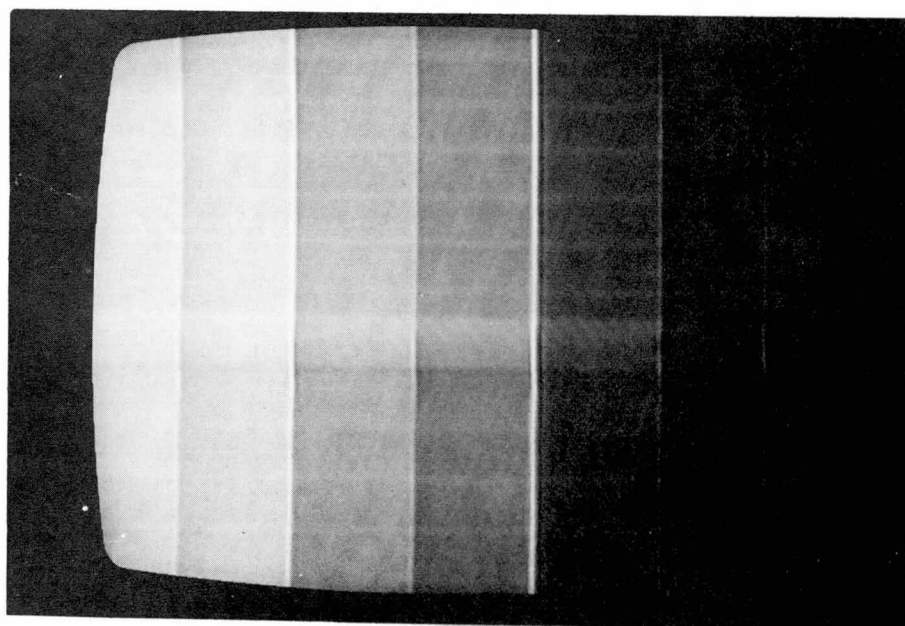
第2.3.6図 高周波受信系の1%混変調測定系統図

第2.3.7図は実際の放送波を受信する場合を考え、パターン信号を用いての混変調妨害評価実験の系統図である。この実験では、希望信号の変調波に変調度85%の輝度順カラーバーを、妨害信号の変調波に変調度85%の白地に黒の格子縞を用いた。また、妨害信号源と2信号特性測定用パッドとの間に、妨害信号のみを通過させる帯域通過フィルタを挿入し、混変調による妨害のみを評価できるように配慮した。

混変調により妨害を受けているテレビ受像機の画面を第2.3.8図に示す。



第2.3.7図 テレビ受像機の混変調妨害評価実験系統図



第2.3.8図 混変調妨害を受けているテレビ受像機の画面

この評価実験では、評定者はテレビ受像機の研究にたずさわっている技術者7名である。この評定に当たっては、妨害信号電圧を変え、テレビ受像機の画面の妨害信号に対する検知限界を判定基準とした。評価実験の条件を第2.3.2表に示す。

以上の実験結果を示す第2.3.9図では、前述した関係から求めた1%混変調特性と、1%混変調の測定結果および混変調妨害評価実験の結果とが良好な一致を示している。

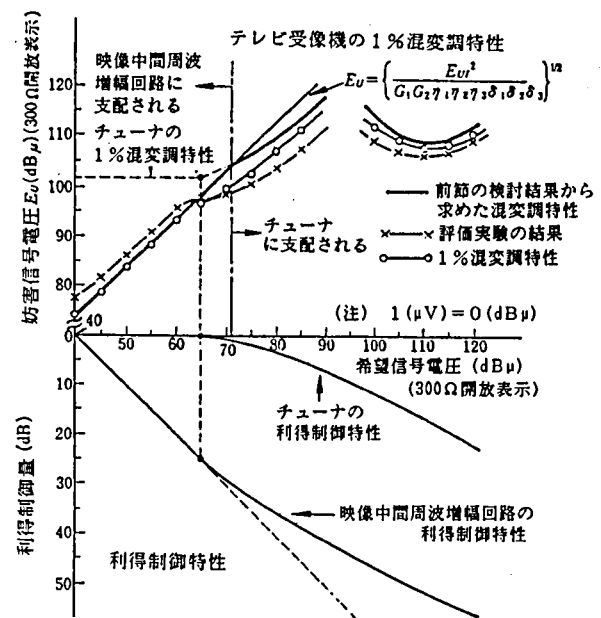
第2.3.9図から、供試テレビ受像機の混変調特性は、弱・中電界では映像中間周波増幅回路の混変調特性に、強電界ではチューナの混変調特性に支配されるといえる。

以上の実験検討により、チューナおよび映像中間周波増幅回路に用いられる能動素子の混変調特性と、能動素子に到達する妨害信号電圧との大小関係から、テレビ受像機の混変調特性と高周波受信系の回路方式を検討することが妥当であると確認された。前節の関係式はテレビ受像機の混変調の発生部を判断するための指標になるといえる。

第2.3.2表 評価実験の条件

カラー受像管の大きさ	16形
画面平均輝度	約10fL
周囲の明るさ	1lx以下
コントラスト比	約30
視距離	7H
評定者数	7名

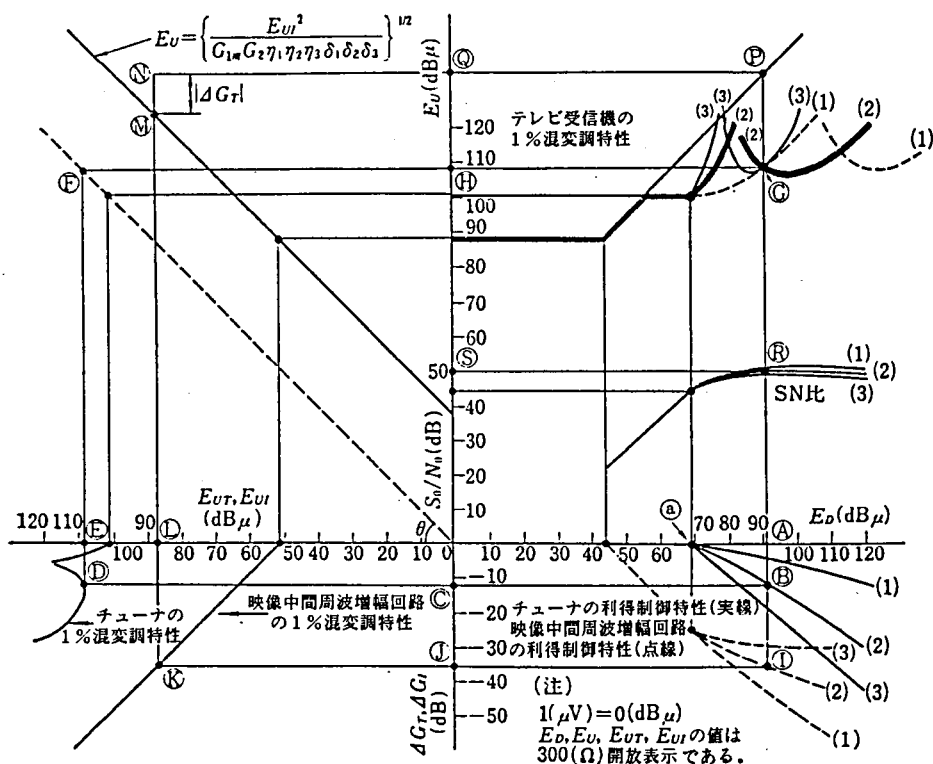
(注)Hはテレビ画面の縦方向の長さを示す



第2.3.9図 テレビ受像機の混変調特性

2.3.3 設計法のグラフ解析

チューナと映像中間周波増幅回路とを一つのシステムとして2.2.1に述べた関係によりテレビ受像機の混変調特性を検討することが妥当であり、2.5で述べる内部雑音による画質の劣化を生じさせないために、チューナおよび映像中間周波増幅回路の利得制御特性を考慮する必要がある。以上のことから、混変調特性を考慮した高周波受信系のシステム設計法をグラフ表示したのが第2.3.10図である。



第2.3.10図 高周波受信系のシステム設計法

第2.3.10図の各象限は以下の関係を示す。

第1象限には、テレビ受像機の1%混変調特性を示す妨害信号電圧 E_u および映像信号出力でのSN比、すなわち S_o/N_o と希望信号電圧 E_d との関係を示す。

第2象限には、映像中間周波増幅回路の1%混変調特性を示す妨害信号電圧 E_{uI} とチューナの入力端での換算値との関係を示す。 $(G_{im}$ は G_I の最大値)

第3象限には、チューナおよび映像中間周波増幅回路の1%混変調特性を示す妨害信号電圧 E_{uT} 、 E_{uI} とチューナおよび映像中間周波増幅回路の利得制御量 ΔG_T 、 ΔG_I との関係を示す。

第4象限には希望信号電圧 E_d とチューナおよび映像中間周波増幅回路の利得制御量 ΔG_T 、 ΔG_I との関係を示す。

第2.3.10図では、チューナおよび映像中間周波増幅回路の利得制御特性が、図中の(1)(2)(3)の3通りの特性を示す場合のテレビ受像機の1%混変調特性を検討した。また、第2.3.10図の(a)で示される希望信号電圧からチューナの利得制御が開始されるものとする。

例えば、(2)で示される利得制御特性の場合、希望信号電圧 E_d が(A)の時、(A)を通る縦軸との平行線とチューナの利得制御特性とは(B)で交わり、チューナの利得制御量 ΔG_T は(C)で示される。(C)を通る横軸との平行線とチューナの1%混変調特性とは(D)で交わり、チューナに1%混変調を生じさせる妨害信号電圧 E_{uT} は(E)で示される。(E)を通る縦

軸との平行線と破線($\theta = 45^\circ$)との交点 (F) を通り、横軸に平行な線と (A) を通る縦軸に平行な線との交点 (G) を求める。この (G) がチューナによって定められる 1 % 混変調特性となり、妨害信号電圧 E_u は (H) で表示される。

つぎに、(A) を通る縦軸に平行な線と映像中間周波増幅回路の利得制御特性とは (I) で交わり映像中間周波増幅回路の利得制御量 ΔG_I は (J) で示される。(J) を通る横軸に平行な線と映像中間周波増幅回路の 1 % 混変調特性とは (K) で交わり、映像中間周波増幅回路に 1 % 混変調を生じさせる妨害信号電圧 E_{u_I} は (L) で示される。(L) を通る縦軸に平行な線と

$$E_u = \left\{ \frac{E_{u_I}^2}{G_{im} G_2 \eta_1 \eta_2 \eta_3 \delta_1 \delta_2 \delta_3} \right\}^{1/2}$$

との交点 (M) にチューナの利得制御量の絶対値 $|\Delta G_T|$ を加えた値までこの平行線を延長して (N) を求める。この (N) を通り横軸に平行な線と (A) を通る縦軸との交点 (P) を求める。この (P) が映像中間周波増幅回路によって定められる 1 % 混変調特性となり、妨害信号電圧 E_u は (Q) で表示される。

(H) と (Q) との大小を比較して小さい方、この場合 (H) がこのテレビ受像機に 1 % 混変調を生じさせる妨害信号電圧 E_u となる。

なお、(A) を通る縦軸に平行な線と SN 比とは (R) で交わり S_o/N_o は (S) で示される。第 2.3.10 図で利得制御特性が (2) の場合のテレビ受像機の 1 % 混変調特性を太線で示す。

利得制御特性によりテレビ受像機の 1 % 混変調特性は種々の特性を示し、希望信号に対する妨害信号の選択度が増加するほど、テレビ受像機の混変調特性はチューナの混変調特性に支配され、希望信号電圧 E_D が (a) 以上ではこのシステムの利得制御をチューナのみで行うのがテレビ受像機の混変調特性に有利であるといえる。

このように利得制御した場合、後述する内部雑音による画質の劣化が生じてはならないがチューナの雑音指数 NF_T がチューナの利得制御量 ΔG_T に比例して増加しないようにチューナの回路構成を行えば、内部雑音による画質の劣化が生じることはない。

第 2.3.10 図のグラフ表示を行えば、使用する種々の能動素子に対して、テレビ受像機の混変調特性が最適となるように、チューナおよび映像中間周波増幅回路からなる高周波受信系を設計することができる。また、テレビ受像機を設置する場所の電界強度を知れば、第 2.3.10 図から混変調によりテレビ受像機の画質が劣化するかどうかを、理論的に判断することが可能になる。

2.3.4 結 言

テレビ受像機のチューナと映像中間周波増幅回路を一つのシステムとしてとらえ、この高周波受信系に含まれる半導体素子や集積回路のもつ高次の非直線特性から発生する混変調妨害を改善する回路設計法を確立した。

まず、テレビ受像機の混変調妨害の発生部を明らかにするために、チューナと映像中間周波増幅回路に使用される能動素子の混変調特性と、能動素子に到達する妨害信号電圧を用いて、指標となる関係式を提案した。

この関係式は、高周波受信系を構成する能動素子の電力利得と混変調特性および選択回路の損失と希望信号に対する妨害信号の選択度で表現される。

関係式の妥当性を実験検討から実証するとともに、簡潔なグラフ表示によりシステムとしての設計法を明らかにした。

本グラフ表示により、能動素子や選択回路から成り立つ高周波受信系の混変調特性を最良とするシステム設計法が明確になった。

2.4 混変調妨害の低減のための理論的解析

2.3では、テレビ受像機の混変調妨害の発生部を判断する指標となる関係式を導出し、実験検討から、この関係式の妥当性を証明するとともに、グラフ表示によりテレビ受像機の混変調特性を効果的に向上させる回路設計法を示したが、ここでは、テレビ受像機のチューナから映像検波回路までを一つのシステムとして、回路構成を理論的に解析すると共に、デュアルゲートMOSFETや集積化した中間周波増幅器の具体的な設計値を適用させて、高周波受信系の具備すべき条件を求めた。

2.4.1 受信回路の利得配分

高周波受信系の入力信号電圧E(開放電圧値)と映像信号出力の信号対雑音比 S_o/N_o の間には次の関係式が成り立つ。³²⁾

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{m}{2} \cdot \frac{E}{\{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R_I \cdot NF\}^{1/2}} \quad (2.4.1)$$

ここで、

B は等価雑音帯域幅(3dB帯域幅とほぼ等しい)

R_I は信号源およびチューナの入力インピーダンス

k はボルツマン定数($=1.37 \times 10^{-23} \text{ J/K}$)

T は絶対温度

m は映像成分の変調度($=0.60$)³¹⁾

S_o は映像成分(映像信号から同期成分を除いたもの)のP-P値

N_o は雑音成分の実効値、NFは高周波受信系の雑音指数

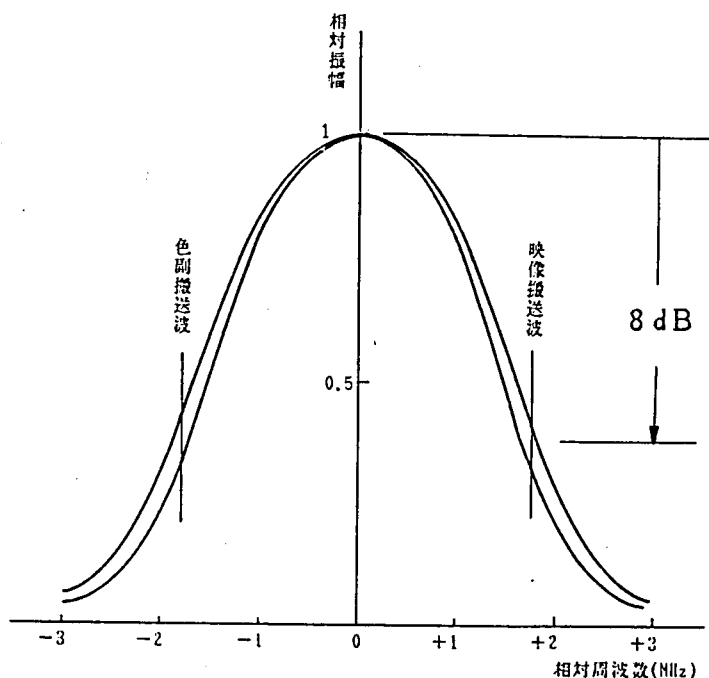
式(2.4.1)で $S_o/N_o=1$ となる最小信号電圧を求める。高周波受信系の雑音指数 $NF=4 \text{ dB}$ 、 $T=293 \text{ K}$ (20℃)、 $B=3.2 \text{ MHz}$ 、 $R_I=300 \Omega$ を上式に代入すると、 $E=22 \text{ dB } \mu$ となる。

テレビ受像機の鮮鋭度より望ましい周波数特性は第2.4.1図で示され、映像搬送波のレベルは最大レベルから約8dB低下していることが推奨されている。³³⁾

さらに、テレビ信号は、400Hz、40%AM信号に対して3dB大きく表示される³¹⁾ので総合の周波数特性の最大値に対する信号電圧を E_o とすると、 $S_o/N_o=1$ の場合、正弦波を用いた表現では、

$$E_o = 22 - 8 - 3 = 11 \text{ dB } \mu = 3.54 \times 10^{-6} \text{ V} \quad (2.4.2)$$

となる。ただし、 $1 \mu \text{ V} = 0 \text{ dB } \mu$ とする。



第2.4.1図 鮮鋭度より望ましい周波数特性

チューナ部の電力利得を G_T 、映像中間周波増幅部の電力利得を G_I 、検波回路の検波電圧を V_P 、検波効率を η 、負荷抵抗を R_ℓ 、変調度を m とする時、次の関係式が成り立つ。

$$G_T \cdot G_I = \frac{\frac{V_P^2}{4 \eta \cdot m^2 \cdot R_\ell}}{\frac{(E_o/2)^2}{300}} \quad (2.4.3)$$

式(2.4.2)の $E_o = 3.54 \times 10^{-6} V$ 、一例として、 $V_P = 0.2 V_{P-P}$ 、 $m = 0.4$ 、 $R_\ell = 4 k\Omega$ 、 $\eta = 0.7 = 1/\sqrt{2}$ を式(2.4.3)に代入すると、

$$G_T + G_I = 93.4 \text{ dB} \quad (2.4.4)$$

テレビ受像機の高周波受信系の信号入力端子から検波出力端子までの同調回路の能率、選択特性、能動素子の電力利得等を、第2.4.1表に示す記号を用いて、第2.4.2図の回路構成で検討する。

式(2.4.4)の電力の利得分配を、実際の高周波受信系と対応させて、以下のように定めた。

$$10 \log \eta_1 G_1 \eta_2 = 17 \text{ dB} \quad (2.4.5)$$

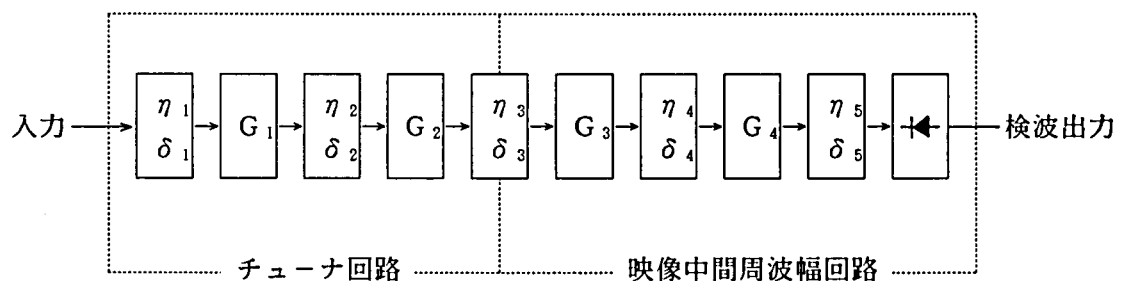
$$10 \log G_2 \eta_3 = 13 \text{ dB} \quad (2.4.6)$$

$$10 \log G_3 \eta_4 = 45 \text{ dB} \quad (2.4.7)$$

$$10 \log G_4 \eta_5 = 18.4 \text{ dB} \quad (2.4.8)$$

第2.4.1表 高周波受信系の特性を表現する記号

特 性 項 目	
入力単同調回路の能率	η_1
入力単同調回路の妨害信号選択特性	δ_1
高周波増幅素子の電力利得	G_1
段間複同調回路の能率	η_2
段間複同調回路の妨害信号選択特性	δ_2
混合素子の変換利得	G_2
チューナと映像中間周波増幅回路との結合回路の能率	η_3
チューナと映像中間周波増幅回路との結合回路の妨害信号選択特性	δ_3
映像中間周波増幅1段目の電力利得	G_3
映像中間周波増幅回路段間回路の能率	η_4
映像中間周波増幅回路段間回路の妨害信号選択特性	δ_4
映像中間周波増幅回路の最終段の電力利得	G_4
映像中間周波増幅回路最終段結合回路の能率	η_5
映像中間周波増幅回路最終段結合回路の妨害信号選択特性	δ_5



第2.4.2図 高周波受信系の構成

2.4.2 帯域特性

テレビ受像機の高周波受信系を第2.4.2図、第2.4.1表に示す構成および記号で表現する。第2.4.2図の回路構成において、信号入力端子の妨害信号が直接に検波されず、更に、混変調妨害が増幅素子や混合素子で発生しないように、これらの素子間に存在する回路網の選択特性を定める必要がある。

以下、高周波半導体デバイスの1%混変調特性の実測結果を用いて、各回路網の帯域特性を定めた。

2.4.2.1 総合選択特性

受信入力端子の妨害信号が、混変調妨害をチューナの高周波増幅素子に発生させると同時に、後段に伝送され、直接に検波されることが考えられる。

2.1に述べたと同様な理由から、テレビ受像機の画面で検知限界以下とするためには、妨害信号の検波電圧は希望信号の検波電圧の1/100以下とする必要がある。そこで、次の関係が成り立つ。

$$\frac{\left(\frac{E_D}{2}\right)^2}{R_I} \cdot \eta_1 \cdot G_1 \cdot \eta_2 \cdot G_2 \cdot \eta_3 \cdot G_3 \cdot \eta_4 \cdot G_4 \cdot \eta_5 = \frac{V_P^2}{4 \eta \cdot m^2 \cdot R_\ell} \quad (2.4.10)$$

$$\begin{aligned} & \frac{\left(\frac{V_{UR}}{2}\right)^2}{R_I} \cdot \eta_1 \cdot \delta_1 \cdot G_1 \cdot \eta_2 \cdot \delta_2 \cdot G_2 \cdot \eta_3 \cdot \delta_3 \cdot G_3 \cdot \eta_4 \cdot \delta_4 \cdot G_4 \cdot \eta_5 \cdot \delta_5 \\ & \leq \frac{\left(\frac{1}{100} V_P\right)^2}{4 \eta \cdot m^2 \cdot R_\ell} \end{aligned} \quad (2.4.11)$$

$$\text{両式から} \quad \delta_1 \delta_2 \delta_3 \delta_4 \delta_5 \leq \left(\frac{E_D}{V_{UR}}\right)^2 \cdot \frac{1}{10^4} \quad (2.4.12)$$

ここで、

E_D は受信チャネルの映像搬送波の電圧(開放電圧値)

V_{UR} はチューナの高周波増幅素子に1%混変調を生じさせる妨害信号電圧(開放電圧値)

現在、高周波増幅素子としてデュアルゲートMOSFETを使用しており、 $V_{UR}=102$
 $\text{dB}\mu=1.25\times 10^{-1}\text{V}$ となる。 $E_D=E-3\text{dB}=19\text{dB}\mu=8.86\times 10^{-6}\text{V}$ であり、これらの値から、

$$10\log \delta_1 \delta_2 \delta_3 \delta_4 \delta_5 \leq -123.0\text{dB} \quad (2.4.13)$$

式(2.4.13)は希望信号映像搬送波に対する妨害信号の選択特性を示すものであって、総合の周波数特性の最大値を示す周波数 f_0 に対する選択特性を次式に示す。

$$10\log \delta_1 \delta_2 \delta_3 \delta_4 \delta_5 \leq -131\text{dB} \quad (2.4.14)$$

式(2.4.14)から最大値を示す中心周波数 f_0 に対する妨害信号の選択特性は、131dB以上必要となる。

なお、妨害信号となる近接したチャネルのうち、回路網の選択特性と周波数配列の関係から、最も強い妨害信号は、受信チャネルの上側に存在する隣接または隣々接チャネルの映像搬送波となる。以下の検討では、妨害信号として、上側隣々接チャネルの映像搬送波を対象とした。

2.4.2.2 チューナの入力回路、段間回路の能率と選択特性

日本におけるVHF TV放送の最高周波数で検討する。

中心周波数 f_0 としてch12: $f_0=(\text{映像搬送周波数}+\text{色副搬送周波数})/2=219.04\text{MHz}$ 、

$f_0=219.04\text{MHz}$ に於ける高周波増幅素子用デュアルゲートMOSFETの雑音指数 $NF=3\text{dB}$ 、として入力回路の損失を1dBとしてチューナの $NF=4.0\text{dB}$ を実現する。

使用する入力同調回路は単同調回路とし、コイルの無負荷時の $Q(Q_u)$ を100とする。

$$\eta_1 = \left(1 - \frac{Q_{L_1}}{Q_U}\right)^2 = \left(1 - \frac{Q_{L_1}}{100}\right)^2 \quad (2.4.15)$$

$$10\log \eta_1 = 20\log \left(1 - \frac{Q_{L_1}}{100}\right) = -1 \text{ dB}$$

$$\therefore Q_{L_1} = 11 \quad (2.4.16)$$

$$\therefore BW_1 = f_0 / Q_{L_1} = 19.9 \text{ MHz} \quad (2.4.17)$$

ここで、 Q_{L_1} は入力単同調回路の負荷 Q 値

BW_1 は入力単同調回路の 3 dB 帯域幅

隣々接チャンネルに対する選択特性を論じる。受信チャンネルに対して 2 個の隣々接チャンネルを持つのであるが、受信チャンネルの中心周波数 f_0 に対して左右対称の特性を持つ単同調回路では、選択度が低い上側隣々接チャンネルに対する選択特性を決定すればよい。(受信チャンネルの映像搬送波周波数は中心周波数より低いため)

単同調回路の選択特性 δ'_1 は次式で示される。

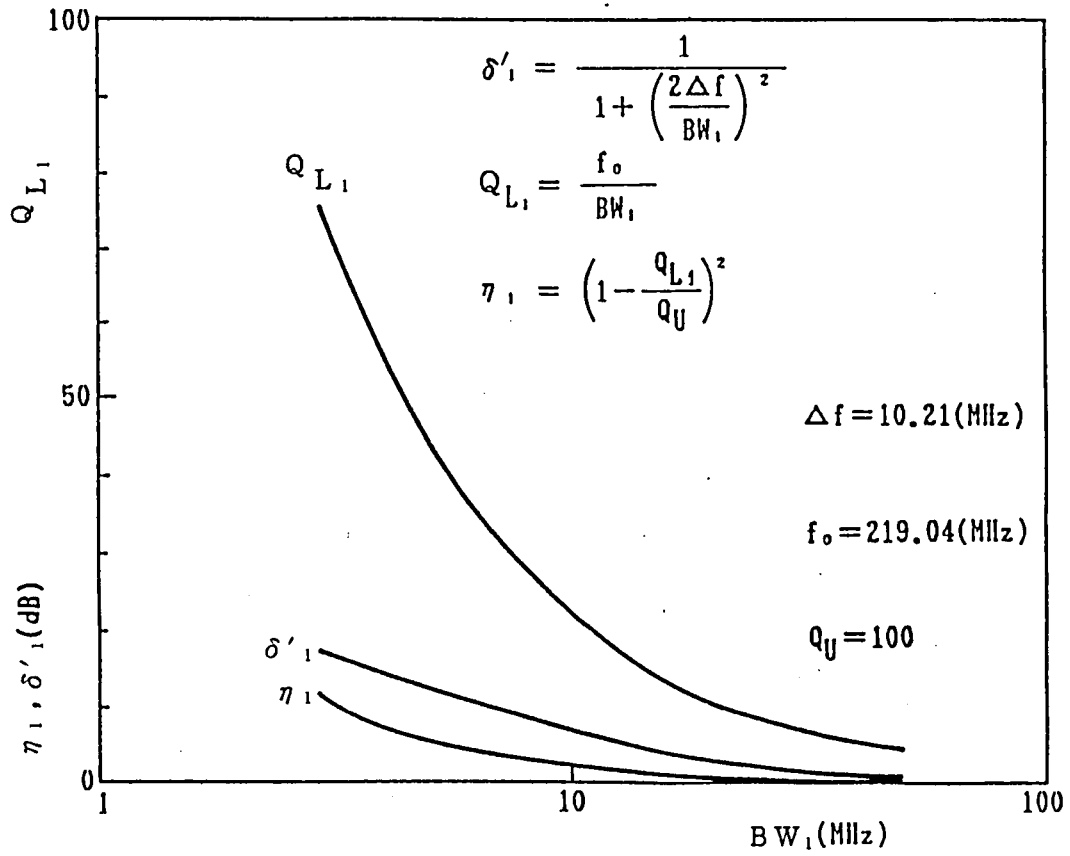
$$\delta'_1 = \frac{1}{1 + \left(\frac{2\Delta f}{BW_1}\right)^2} \quad (2.4.18)$$

ここで、 Δf は中心周波数 f_0 と妨害信号周波数の差。

上側隣々接チャンネルは中心周波数 f_0 より 10.21 MHz 離れているため、 $\Delta f = 10.21 \text{ MHz}$ となる。 $BW_1 = 19.9 \text{ MHz}$ を式 (2.4.18) に代入すると $\delta'_1 = 1/2.05$ となるから

$$10\log \delta'_1 = -10\log 2.05 = -3.13 \text{ dB} \quad (2.4.19)$$

入力単同調回路の特性 η_1 、 δ'_1 、 Q_{L_1} と BW_1 との関係を示したのが第 2.4.3 図である。



第2.4.3図 入力単同調回路の特性

次に段間回路について検討を行なう。段間回路は臨界結合状態にある複同調回路とする。複同調回路の選択特性 δ'_2 は次式でしめされる。

$$\delta'_2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{2\Delta f}{BW_2} \right)^4} \quad (2.4.20)$$

ここで、 Δf は中心周波数 f_0 と妨害信号周波数の差、 $Q_{L_2} = 1.41 \cdot f_0 / BW_2$ 、また高周波増幅素子の出力抵抗を R_0 とすると、 $Q_{L_2} = \omega_0 C_0 R_0$ であるから、

$$BW_2 = \frac{1.41}{2\pi C_0 R_0} \quad (2.4.21)$$

$$\delta'_2 = \frac{4}{4 + (4\pi C_0 R_0 \Delta f)^4} \quad (2.4.22)$$

ここで C_0 は段間複同調回路の同調容量である。

高周波増幅素子としてデュアルゲート MOSFET を使用する時、

$R_0 = 1.8 \text{ k}\Omega$ 、 $C_0 = 12 \text{ pF}$ となり、 $f_0 = 219.04 \text{ MHz}$ 、 $\Delta f = 10.21 \text{ MHz}$ を式 (2.4.21)、式 (2.4.22) に代入すると

$$BW_2 = 10.3 \text{ MHz} \quad (2.4.23)$$

$$10 \log \delta'_2 = -10 \log 15.4 = -11.88 \text{ dB} \quad (2.4.24)$$

$$\delta'_1 \delta'_2 = 1 / 31.6 \quad (2.4.25)$$

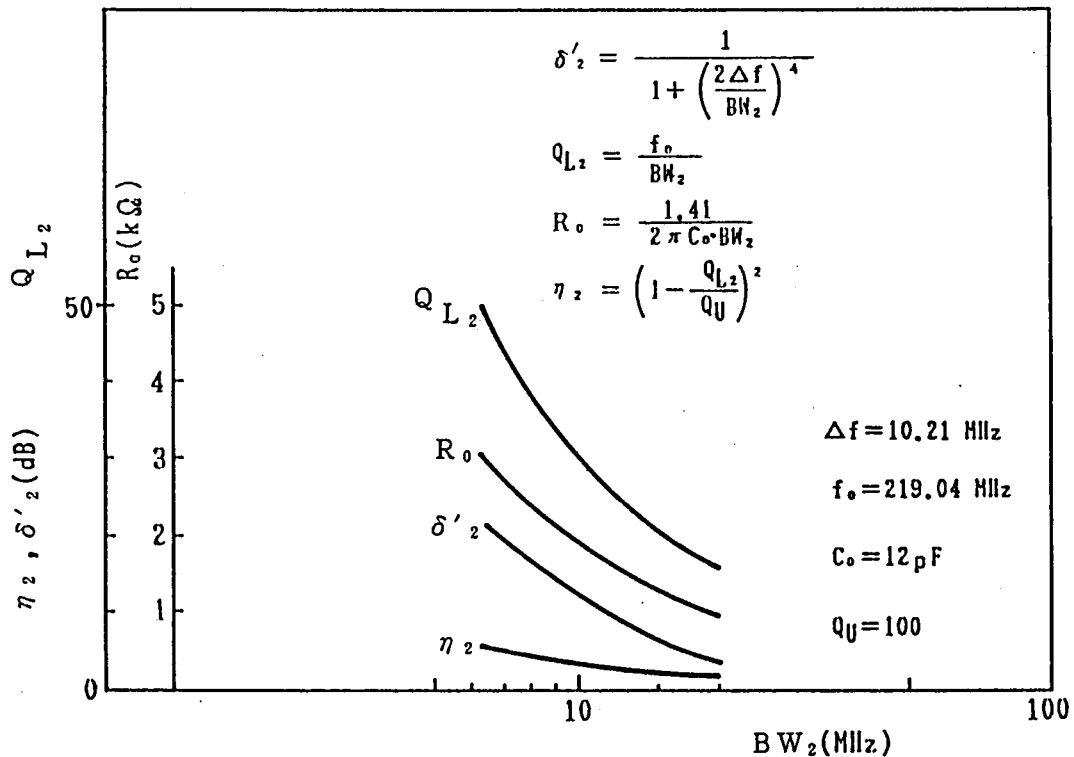
$$10 \log \delta'_1 + 10 \log \delta'_2 = -15.0 \text{ dB} \quad (2.4.26)$$

$$Q_{L_2} = \omega_0 C_0 R_0 = 29.8 \quad (2.4.27)$$

$$\eta_2 = \left\{ 1 - (Q_{L_2} / Q_U) \right\}^2 = (1 - 29.8 / 100)^2 = 0.494 \quad (2.4.28)$$

$$10 \log \eta_2 = 10 \log 0.494 = -3.1 \text{ dB} \quad (2.4.29)$$

段間複同調回路の特性 Q_{L_2} 、 δ'_2 、 η_2 、 R_0 と BW_2 との関係を示したのが第 2.4.4 図である。



第 2.4.4 図 段間複同調回路の特性

中心周波数 f_0 から映像搬送周波数 f_p は $\Delta f = 219.04 - 217.25 = 1.79\text{MHz}$ 離れ中心周波数からの選択度 δ'_{1p} 、 δ'_{2p} は次の様になる。

入力単同調回路では

$$\delta'_{1p} = \frac{1}{1 + \left(\frac{2 \cdot 1.79}{19.9} \right)^2} = \frac{1}{1.051} \quad (2.4.30)$$

$$10\log \delta'_{1p} = -0.22\text{dB} \quad (2.4.31)$$

段間複同調回路では

$$\delta'_{2p} = \frac{4}{4 + (4\pi \cdot 12 \cdot 10^{-12} \cdot 1.8 \cdot 10^3 \cdot 1.79 \cdot 10^6)^4} = \frac{1}{1.42} \quad (2.4.32)$$

$$10\log \delta'_{2p} = -0.5\text{dB} \quad (2.4.33)$$

$$\begin{aligned} \therefore 10\log \delta_1 + 10\log \delta_2 &= 10\log \delta'_1 + 10\log \delta'_2 - (10\log \delta'_{1p} + 10\log \delta'_{2p}) \\ &= -14.3\text{dB} \end{aligned} \quad (2.4.34)$$

次に混合素子に1%混変調を生じさせる妨害信号電圧を V_{UM} とすると、

$$\frac{\left(\frac{V_{UR}}{2} \right)^2}{R_I} \cdot \eta_1 \cdot \delta_1 \cdot G_1 \cdot \eta_2 \cdot \delta_2 \leq \frac{\left(\frac{V_{UM}}{2} \right)^2}{R_I} \quad (2.4.35)$$

式(2.4.35)の関係が成立する時、チューナの混変調特性は高周波増幅回路の混変調特性で決定される。 $V_{UR} = 1.25 \times 10^{-1}\text{V}$ 、式(2.4.6)より $10\log \eta_1 G_1 \eta_2 = 17\text{dB}$ 、式(2.4.34)より $10\log \delta_1 \delta_2 = -14.3\text{dB}$ を式(2.4.35)に代入して、

$$V_{UM} \geq 1.71 \times 10^{-1}\text{V} = 104.7\text{dB}\mu \quad (2.4.36)$$

すなわち混合素子に必要とされる混変調特性は104.7dB μ 以上であるといえる。以上の結果をまとめると第2.4.2表となる。

第2.4.2表 チューナ部の特性

1. 高周波増幅回路の電力利得	17dB
2. 高周波増幅回路に1%混変調を生じさせる妨害信号電圧	102dB μ
3. 混合回路の変換利得	13dB
4. 混合回路に1%混変調を生じさせる妨害信号電圧	104.7dB μ
5. 入力単同調回路の負荷Q	11
6. 段間複同調回路の負荷Q	29.8

2.4.2.3 チューナと映像中間周波増幅回路との結合回路の特性

ここではチューナと映像中間周波増幅回路との結合回路の特性を求める。

映像中間周波増幅素子に1%混変調を生じさせる妨害信号電圧を V_{UI} とする。

$$\frac{\left(\frac{V_{UR}}{2}\right)^2}{R_I} \cdot \eta_1 \cdot \delta_1 \cdot G_1 \cdot \eta_2 \cdot \delta_2 \cdot G_2 \cdot \eta_3 \cdot \delta_3 \leq \frac{\left(\frac{V_{UI}}{2}\right)^2}{R_I} \quad (2.4.37)$$

式(2.4.37)の関係が成立する時、テレビ受像機の混変調特性はチューナの混変調特性で決定される。

映像中間周波増幅器として集積化されたものを用いる場合

$$V_{UI} = 1.59 \times 10^{-4} \text{V}, V_{UR} = 1.25 \times 10^{-1} \text{V}, 10 \log \eta_1 G_1 \eta_2 G_2 \eta_3 = 30 \text{dB}, \text{式(2.4.34)}$$

より $10 \log \delta_1 \delta_2 = -14.3 \text{dB}$ を式(2.4.37)に代入すると、

$$10 \log \delta_3 \leq -73.7 \text{dB} \quad (2.4.38)$$

式(2.4.38)が成立する時、映像中間周波増幅回路での混変調妨害の発生をさける事が出来る。

2.4.2.4 映像中間周波増幅回路内の回路網の選択特性

前節までの検討から映像中間周波増幅回路入力端までの選択特性は式(2.4.34)、式(2.4.38)から次の様になる。

$$10\log \delta_1 + 10\log \delta_2 + 10\log \delta_3 \leq -88\text{dB} \quad (2.4.39)$$

$$\text{式(2.4.13)と式(2.4.39)から } 10\log \delta_4 + 10\log \delta_5 \leq -35\text{dB} \quad (2.4.40)$$

映像中間周波増幅回路の最終段に1%混変調を生じさせる妨害信号電圧を $V_{UI'}$ とすると、

$$\frac{\left(\frac{V_{UI}}{2}\right)^2}{R_I} \cdot G_3 \cdot \eta_4 \cdot \delta_4 \leq \frac{\left(\frac{V_{UI'}}{2}\right)^2}{R_I} \quad (2.4.41)$$

式(2.4.41)の関係が成立する時、最終段での混変調妨害の発生をさける事が出来る。

最終段としてバイポーラトランジスターを使用した場合 $V_{UI'} = 1.59 \times 10^{-2}\text{V}$ 、又 $V_{UI} = 1.59 \times 10^{-4}\text{V}$ であるから

式(2.4.8)を使用すると式(2.4.41)より

$$10\log \delta_4 \leq -5.0\text{dB} \quad (2.4.42)$$

式(2.4.41)と式(2.4.42)から

$$10\log \delta_5 \leq -30\text{dB} \quad (2.4.43)$$

式(2.4.42)と式(2.4.43)の意味する事は、映像中間周波増幅回路の段間回路の選択特性は最低5dBあればよく、この段間回路と、最終段と検波回路との結合回路を含めての選択特性が35dBであるという事である。

これらの検討結果をまとめると第2.4.3表となる。

表2.4.3表 映像中間周波増幅回路の特性

映像中間周波増幅回路の第1段目増幅回路の電力利得	45dB
第1段目増幅回路に1%混変調を生じさせる妨害信号電圧	44dB μ
映像中間周波増幅回路の最終段目増幅回路の電力利得	20.4dB
最終段目増幅回路に1%混変調を生じさせる妨害信号電圧	84dB μ
チューナと映像中間周波増幅回路との結合回路の選択特性	73.7dB
映像中間周波増幅回路内の段間回路と最終段結合回路を含んだ選択特性	35dB

以上の検討は上側隣々接チャンネルの妨害に関して論じたのであるが、下側隣々接チャンネルの妨害の場合に必要なとされる選択特性を以下に論じる。

下側隣々接チャンネルの場合 $\Delta f = 13.79\text{MHz}$

$$\therefore \delta'_{1p} = \frac{1}{1 + \left(\frac{2 \times 13.79}{19.9} \right)^2} = \frac{1}{2.92} \quad (2.4.44)$$

$$10\log \delta'_{1p} = -10\log 2.92 = -4.7\text{dB} \quad (2.4.45)$$

$$\delta'_{2p} = \frac{1}{1 + \frac{1}{4} (4\pi \cdot 12 \cdot 10^{-12} \cdot 1.8 \cdot 10^3 \cdot 13.79 \cdot 10^6)^4} = \frac{1}{50} \quad (2.4.46)$$

$$10\log \delta'_{2p} = -10\log 50 = -17\text{dB} \quad (2.4.47)$$

式(2.4.31)、式(2.4.33)、式(2.4.47)より

$$10\log \delta_1 + 10\log \delta_2 = -21\text{dB} \quad (2.4.48)$$

下側隣々接チャンネルの選択特性はチューナの入力回路、段間回路では21(dB)となる。

式(2.4.48)と式(2.4.39)より

$$10\log \delta_3 \leq -67\text{dB} \quad (2.4.49)$$

となる。チューナと映像中間周波増幅回路との結合回路の選択特性は67dB以上となる。

以上、隣々接チャンネルによる混変調妨害を除去するために、第2.4.2図の標準的な高周波受信系の具備すべき回路網の特性を検討した。検討結果を第2.4.4表に示す。

第2.4.4表 隣々接チャネル混変調妨害を除去するための条件

1 μ V = 0 dB μ

特 性 項 目	条 件	備 考
入力単同調回路の負荷 Q	11	チューナの雑音指数 4 dB * ¹
高周波増幅回路の電力利得	17dB	デュアルゲート MOSFET を使用する場合
高周波増幅回路の 1 % 混変調特性	102dB μ	
段間複同調回路の負荷 Q	29.8	
混合回路の変換利得	13dB * ²	
混合回路の 1 % 混変調特性	104.7dB μ	
チューナと映像中間周波増幅回路との結合	73.7dB	上側隣々接チャネル
回路の選択特性	67.0dB	下側隣々接チャネル
第 1 段目映像中間周波増幅回路の電力利得	45dB	集積化した映像中間周波 増幅器の場合
第 1 段目映像中間周波増幅回路の 1 %	44dB μ	
混変調特性		
最終段映像中間周波増幅回路の電力利得	20.4dB	
最終段映像中間周波増幅回路の 1 % 混変調	84dB μ	
特性		
映像中間周波増幅回路の段間回路の選択	5 dB	
特性		
映像中間周波増幅回路の段間回路と最終段	35dB	
結合回路を含んだ選択特性		

*¹ チューナの電力利得が最大となる時の雑音指数を示す。

チューナの電力利得が最大となる場合、高周波受信系とチューナの雑音指数とは等しく
なり 4 dB である。

*² 映像中間周波増幅回路とチューナとの結合回路の損失を含む。

2.4.3 結 言

テレビ受像機の隣々接チャンネル混変調特性を改善するために、デュアルゲートMOSFETを導入したチューナ部と、集積化した増幅器を含んだ映像中間周波増幅回路からなる高周波受信系の具備すべき条件を理論的解析から求めた。その結果を次に示す。

- 1) 隣々接チャンネルの総合選択特性は123dB必要である。
- 2) チューナの混合回路の混変調特性は105dB μ 以上の特性が必要である。
- 3) 集積化した映像中間周波増幅回路を使用する場合、チューナとの結合回路の選択特性は、上側隣々接チャンネル(中間周波回路では下側隣々接チャンネル)に対して74dB、下側隣々接チャンネル(中間周波回路では上側隣々接チャンネル)に対して67dB必要となる。
- 4) 第2.4.4表に従う場合、テレビ受像機の混変調特性は、チューナの高周波増幅素子であるデュアルゲートMOSFETの混変調特性に支配される。

2.5 雑音性能と回路方式

テレビ放送チャンネル間の妨害を効果的に向上させると同時に雑音性能の検討が、テレビ像機の高周波受信系では必要とされる。

雑音性能はチューナおよび映像中間周波増幅器の雑音特性と利得制御特性に依存する。

ここでは、チューナと映像中間周波増幅回路を一つのシステムとしてとらえ、必要とする信号対雑音比を評価するとともに、利得制御時の雑音性能の最適化を計るため、チューナの利得制御開始信号電圧の決定方法と、信号対雑音比と映像中間周波用集中フィルタの挿入損失との関係を研究した。

2.5.1 内部雑音の評価

内部雑音に対するテレビ受像機の画質の劣化度は最終的には受像管入力、すなわち映像信号出力でのS/N比で表わされる。このS/N比を決定する因子として次の項目が考えられる。

- (1) チューナの雑音指数
- (2) チューナの電力利得
- (3) 映像中間周波増幅回路の雑音指数
- (4) チューナ、映像中間周波増幅回路および映像増幅回路を含めた総合の通過帯域内周波数特性

これらのうち(4)は主としてテレビ受像機の鮮鋭度から規定される。そこで(1)～(3)のみを考慮してチューナの利得制御開始信号電圧を決定することは実用的と考えられる。チューナの雑音指数 NF_T 、映像中間周波増幅回路の雑音指数 NF_I 、高周波受信系の雑音指数 NF 、チューナの電力利得 $G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \eta_3$ との間には次の関係式が成り立つ。

$$NF = NF_T + \frac{NF_I - 1}{G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \eta_3} \quad (2.5.1)$$

また、前述のように、高周波受信系の雑音指数 NF 、チューナの入力端での信号電圧 E (開放電圧値)、映像信号出力の信号対雑音比 S_o/N_o の間には次の関係式が成り立つ。³²⁾

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{m}{2} \cdot \frac{E}{\{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R_I \cdot NF\}^{1/2}} \quad (2.5.2)$$

ここで、

B は等価雑音帯域幅 (3 dB 帯域幅とほぼ等しい)

R_I はチューナの入力インピーダンス

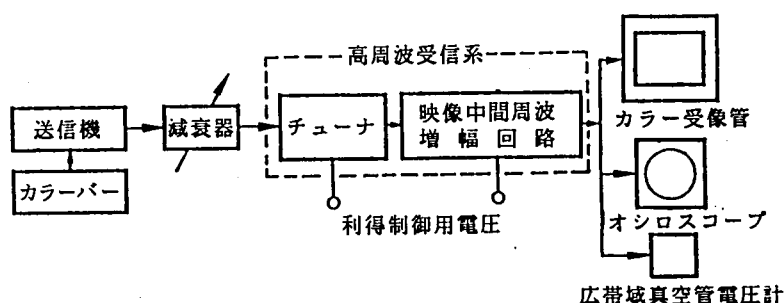
k はボルツマン定数

T は絶対温度

m は映像成分の変調度 ($= 0.60$)^{3.1)}

S_o は映像成分 (映像信号から同期成分を除いたもの) の P-P 値

テレビ受像機の所要の信号対雑音比については種々の研究結果¹⁵⁾があるが、筆者らは次の実験検討を行なった。第2.5.1図は画面の内部雑音に対する評価実験の系統図である。



第2.5.1図 内部雑音に対する評価実験の系統図

この評価実験に用いたテレビ受像機は2.3の実験検討に用いたものと同一であり、受信信号の変調波として、変調度85%の輝度順カラーバーを用いた。視距離は4 H以下とし、他の条件は第2.3.2表に示したものと同一である。評価に当たっては信号電圧を変え、テレビ受像機の画面の内部雑音に対する検知限界を判定基準とした。

評価実験の結果、検知限界での7名の評定者のS/N比の平均値は44.5 dBとなった。

そこで、 $S_o/N_o = 44.5 \text{ dB}$ 、 $B = 3.2 \text{ MHz}$ 、 $k = 1.37 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ 、 $T = 290 \text{ K (17°C)}$ 、 $R_I = 300 \Omega$ 、 $m = 0.60$ を上式に代入すると、 $S_o/N_o = 44.5 \text{ dB}$ を得るために必要とする信号電圧 E は、

$$E (\text{dB } \mu) = NF (\text{dB}) + 63.5 \quad (2.5.3)$$

となる。ただし、 $1 \mu \text{ V} = 0 \text{ dB } \mu$ とする。

2.5.2 雑音特性の最適化設計法

前章のように、テレビ受像機の混変調特性を処理することが妥当であるが、実際のテレビ受像機では、受信する種々の信号電圧に対して良好な画質を実現する必要がある、このために利得制御が行なわれている。利得制御は、チューナおよび映像中間周波増幅回路に施され、映像中間周波増幅回路の利得制御に対してチューナの利得制御は遅延されるようになっている。これは、弱、中電界の信号を受信する場合、内部雑音による画質の劣化をさけるためである。

チューナおよび映像中間周波増幅回路を含む高周波受信系の設計には、利得制御特性を考慮する必要があり、次に示すものが利得制御により変化する。

- (1) チューナおよび映像中間周波増幅回路の混変調特性
- (2) チューナおよび映像中間周波増幅回路の雑音指数特性
- (3) チューナの電力利得

以上の(1)～(3)およびチューナ、映像中間周波増幅回路に用いられる同調回路(トラップも含む)の希望信号に対する妨害信号の選択特性を考慮して、この高周波受信系を設計する。前記のように、内部雑音による画質の劣化をさけるために、映像中間周波増幅回路に対し、チューナの利得制御が開始する信号電圧を、この高周波受信系で発生する内部雑音がテレビ受像機の画質で無視できる最小の信号電圧に等しくすることが望ましい。

チューナの利得制御開始信号電圧をチューナおよび映像中間周波増幅回路の諸特性、内部雑音の評価結果と式(2.5.1)、式(2.5.2)に従って解析した。

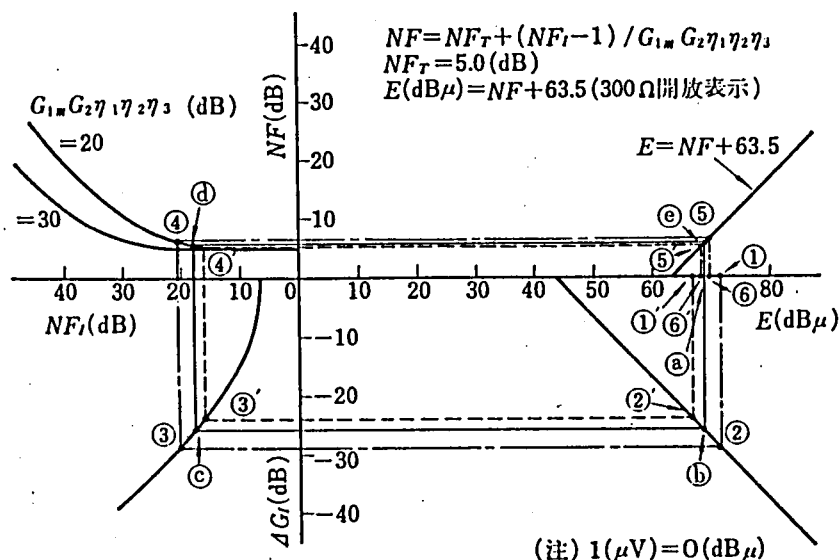
解析結果から、チューナの利得制御開始信号電圧の決定方法をグラフ表示にしたのが第2.5.2図である。

第2.5.2図では、チューナの電力利得が最大の時、チューナの雑音指数 $NF_T = 5.0\text{dB}$ と仮定した。第2.5.2図の各象限は以下の関係を示している。

第1象限には画面で内部雑音が検知されないための信号電圧 E と高周波受信系の雑音指数 NF との関係を示す。

第2象限には、チューナと映像中間周波増幅回路の結合回路能率 η_3 を含めたチューナの最大電力利得 $G_1 \equiv G_2 \eta_1 \eta_2 \eta_3$ をパラメータとして、高周波受信系の雑音指数 NF と映像中間周波増幅回路の雑音指数 NF_I との関係を示す。

第3象限には、映像中間周波増幅回路の利得制御量 ΔG_I と映像中間周波増幅回路の雑音指数 NF_I との関係を示す。



第2.5.2図 チューナの利得制御開始信号電圧の決定方法

第4象限には、信号電圧Eと映像中間周波増幅回路の利得制御量 ΔG_I との関係を示す。

第2.5.2図の各象限が以上の関係を示す場合、以下の手法によりチューナの利得制御開始信号電圧Eを決定できる。

すなわち、第2.5.2図において信号電圧が①の時、①、②、③、④、⑤、⑥、から形成される折線が原点に向う場合には①よりも小さい信号電圧がチューナの利得制御開始信号電圧であり、逆に、①'、②'、③'、④'、⑤'、⑥'、から形成される折れ線が原点から遠ざかる方向に向う場合、①'よりも大きい信号電圧がチューナの利得制御開始信号電圧となる。以上の検討を行ない、(a)、(b)、(c)、(d)、(e)から形成される図が矩形となる時、チューナの利得制御開始信号電圧は(a)と決定される。

前記したように、ここでいうチューナの利得制御開始信号電圧は、テレビ受像機の画面の雑音が無視できるのに必要な最小の信号電圧である。(この信号電圧を以下、無雑音最小信号電圧という)

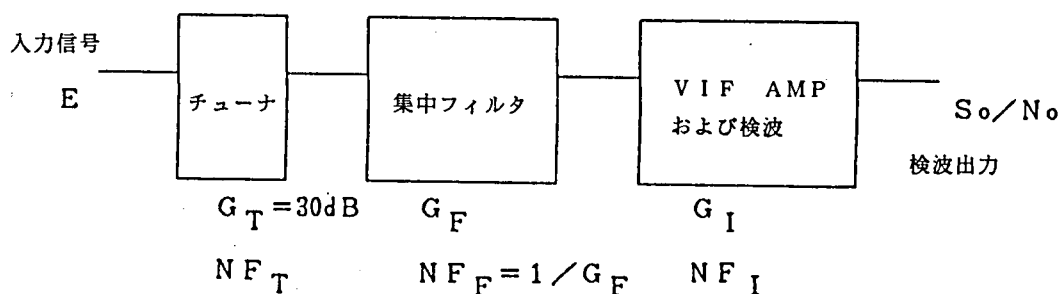
アンテナを設置する場所より定まる受信条件から、無雑音最小信号電圧が求められている場合、この無雑音状態を実現するための条件となるチューナの最大電力利得、結合回路の効率、チューナおよび映像中間周波増幅回路の雑音指数特性を求めることができる。また、チューナおよび映像中間周波増幅回路へ新しい能動素子を導入する場合、内部雑音に対して最適の回路構成を決定することができる。

2.5.3 映像中間周波用集中フィルタの条件

映像中間周波増幅回路にワンチップの集積回路が導入される場合、映像中間周波フィルタはチューナと映像中間周波用集積回路の間に配置され、集中フィルタの形式となる。この場合、集中フィルタの挿入損失はテレビ受像機のSN比に影響を与える。

テレビ受像機の映像信号出力のSN比は、式(2.5.1)と式(2.5.2)に従って、集中フィルタの挿入損失、チューナおよび映像中間周波増幅回路の雑音指数に依存する。

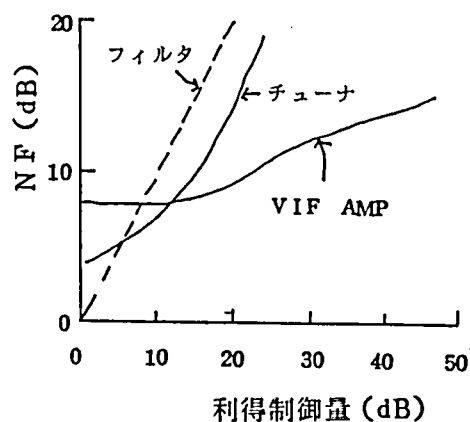
チューナおよび映像中間周波増幅回路を含む高周波受信系を第2.5.3図のように表わし、チューナ、集中フィルタ、映像中間周波増幅回路(VIF AMP)の電力利得をそれぞれ G_T 、 G_F 、 G_I 、これに対する雑音指数を NF_T 、 NF_F 、 NF_I と表現する。



第2.5.3図 高周波受信系の構成

一般に増幅器では最大感度での雑音指数(NF)が問題となるが、テレビ受像機では弱電界、中電界、強電界の全般にわたって注意しなければならない。更に、前記 NF_T 、 NF_I は G_T や G_I に応じて変動するものである。

一例としてチューナおよび、映像中間周波増幅回路(VIF AMP)の利得制御量とそれぞれの雑音指数(NF)の変化の様子を第2.5.4図と仮定して検波出力の信号対雑音比 So/No を求めてみると、第2.5.5図となる。



第2.5.4図 増幅器の利得制御量と NF

集中フィルタの挿入損失は、チューナの利得制御開始信号電圧(第2.2.5図では、RF Delay Pointと表現している)が同一であれば、強電界時に、第2.5.5図の実線のように、信号対雑音比 S_o/N_o に影響を与える。

集中フィルタの挿入損失が破線の場合のように、非常に大きいと弱電界および中電界レベルでも S_o/N_o の劣化が著しくなる。

第2.5.6図は第2.5.5図の各入力レベル点において、集中フィルタの挿入損失と S_o/N_o の劣化量の関係を示したものである。中電界レベルである信号電圧 $E = 80\text{dB}\mu$ の場合に、 $S_o/N_o = 44.5\text{dB}$ (検知限界)を実現するには第2.5.5図と第2.5.6図より、固体化された集中フィルタの挿入損失は約13dB以下であることが好ましいと考えられる。

2.5.4. 結 言

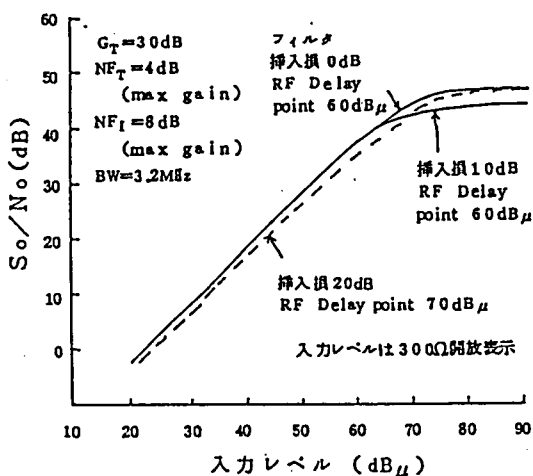
チャンネル間の妨害とともに、雑音性能を効果的に向上させるため、テレビ受像機のチューナと映像中間周波増幅回路を一括したシステムとして、高周波受信系の回路網の条件を検討した。

最初に、テレビ受像機の雑音性能を示す信号対雑音比を評価するとともに、この値とチューナおよび映像中間周波増幅回路の回路特性との関係を解析した。

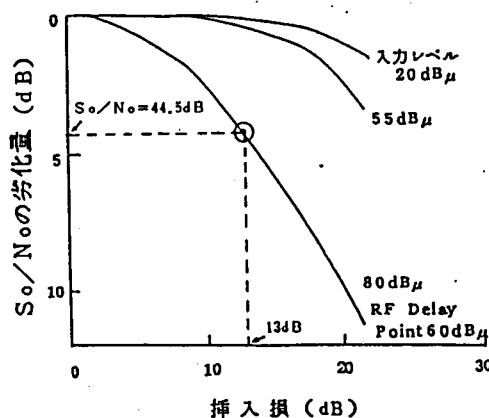
高性能設計法として最も重要な条件は利得制御時の雑音性能の最適化であり、つづいて、映像中間周波用集中フィルタの挿入損失である。高周波受信系の雑音性能を最適化するために、チューナの利得制御開始信号電圧の決定法をグラフ表示により明らかにした。

さらに、映像中間周波増幅回路の集積化にともなって、その必要性和高性能化が要求される映像中間周波用集中フィルタの挿入損失と映像信号出力の信号対雑音比の関係を解析し、挿入損失の限界値を示した。

本設計法により、高周波受信系の諸特性とテレビ受像機の雑音性能との関係が明らかになった。



第2.5.5図 検波出力の信号対雑音比 S_o/N_o



第2.5.6図 フィルタの挿入損と S_o/N_o の劣化量の関係

2.6 結 論

チャンネル選択増幅器(あるいは混合器)によるテレビ受信回路の従来の設計法を改め、広帯域共通増幅器や広帯域共通混合器の概念を採用し、その構成要素であるチューナおよび映像中間周波増幅回路を含む高周波受信系を一つのシステムとしてとらえ、CATV受信時に最も問題となる多数チャンネル間の相互変調妨害や混変調妨害を低減するための受信方式や回路方式、および高周波受信系の基本課題である内部雑音による画質劣化をさける受信回路の新しい概念と新設計法を体系的に論じた。

2.2 では、最近のCATVの発達を中心とした多数チャンネル化に着目し、高周波受信系に含まれる混合回路で本質的に発生する2次の非直線性による妨害を避ける周波数関係を解析し、最適な周波数変換方式を定めることにより、多数チャンネル間で発生する相互変調妨害を除去しうる広帯域受信方式を示した。

広帯域にわたって多数の信号が存在する場合では、最高の入力信号周波数より高い周波数に周波数変換するUPコンバート方式が、狭帯域に少数の信号が存在する場合には、最低の入力信号周波数より低い周波数に周波数変換するDOWNコンバート方式が適していることをグラフ表示で明らかにした。

更に、多数チャンネル受信に適したUPコンバート方式で、後続するDOWNコンバート部を必要とする場合の妨害についても検討し、UPコンバート部、とDOWNコンバート部との縦続接続時に発生する妨害を低減するために最適となる既存テレビ受像機の変換チャンネルの決定法を示した。

2.3 では、相互変調妨害と共に重要な混変調妨害を改善するために、テレビ受像機のチューナと映像中間周波増幅回路を一つのシステムとしてとらえ、このシステムを構成する半導体デバイスや集積回路に代表される能動素子の混変調特性と、能動素子に到達する妨害信号電圧を用い混変調妨害の発生部を明確にする関係式を導出した。

この関係式は高周波受信系を構成する能動素子の電力利得と混変調特性および、選択回路の挿入損失と希望信号に対する妨害信号の選択特性で表現されることを実験検討で実証するとともに、グラフ表示によりシステムとしての最適化設計法を明らかにした。

2.4 では、2.3の結果に基づいて、テレビ受像機のチューナおよび映像中間周波増幅回路を一つのシステムとして処理し、効果的に混変調特性を向上させるための高周波受信系の構成要素の理論的な条件を求めた。

2.5 では、チャンネル間の妨害とともに、雑音性能を効果的に向上させる設計法を検討した。内部雑音の画質への影響を理解するために、必要とする信号対雑音比を評価するとともに、この値とチューナおよび映像中間周波増幅回路の回路特性との関係を解析した。特に、利得制御時の雑音性能の最適化をはかるため、チューナの利得制御開始信号電圧の決定方法や映像中間周波用集中フィルタの設計条件を明らかにした。

第3章 高周波半導体デバイスの最適駆動法

3.1 バイポーラトランジスタの最適駆動法

高周波受信回路に用いる高周波デバイスは、昭和40年代に入ると、従来の真空管からバイポーラトランジスタに代わり、各回路の半導体化が進められた。

ここでは、高周波受信回路の代表であるテレビ受像機のチューナ部にバイポーラトランジスタを導入する場合の問題点とバイポーラトランジスタの特徴および最適駆動回路について述べる。

3.1.1 利得制御時のインピーダンス特性

バイポーラトランジスタによる半導体化が、白黒テレビ受像機からカラーテレビ受像機へと展開される過程で、テレビ受像機のチューナとして次の問題点が明らかとなった。

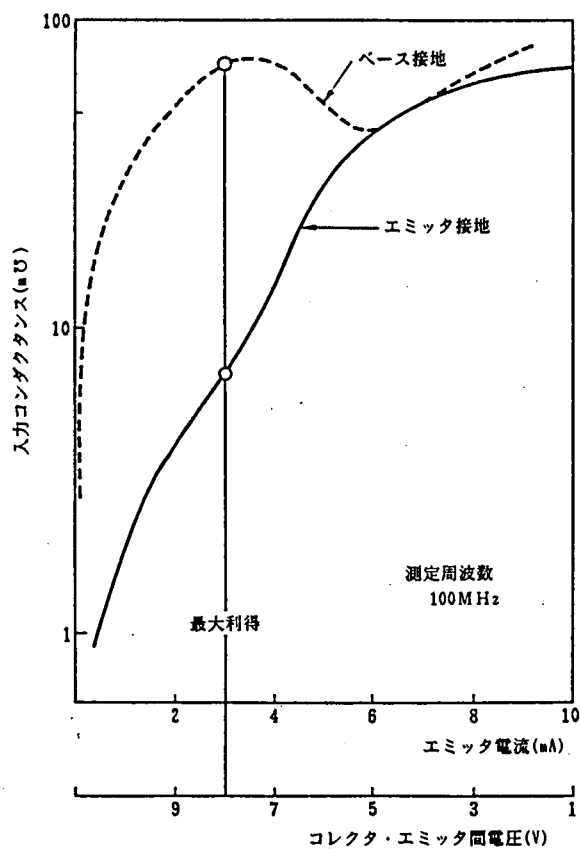
- 1) 利得制御時の高周波増幅段通過帯域特性のずれ
- 2) 利得制御時の入力電圧定在波比特性の劣化³⁴⁾
- 3) 混変調特性の劣化

これらの特性の劣化は色ずれ、色消え、彩度の劣化などの原因となる³⁵⁾。このうち1)、2)は利得制御時にバイポーラトランジスタの入出力インピーダンスが著しく変化するためである。ここで、利得制御方式は2通りあり、エミッタ電流が増加する時に利得が減少する場合は順方向利得制御であり、利得が増加する場合は逆方向利得制御である。

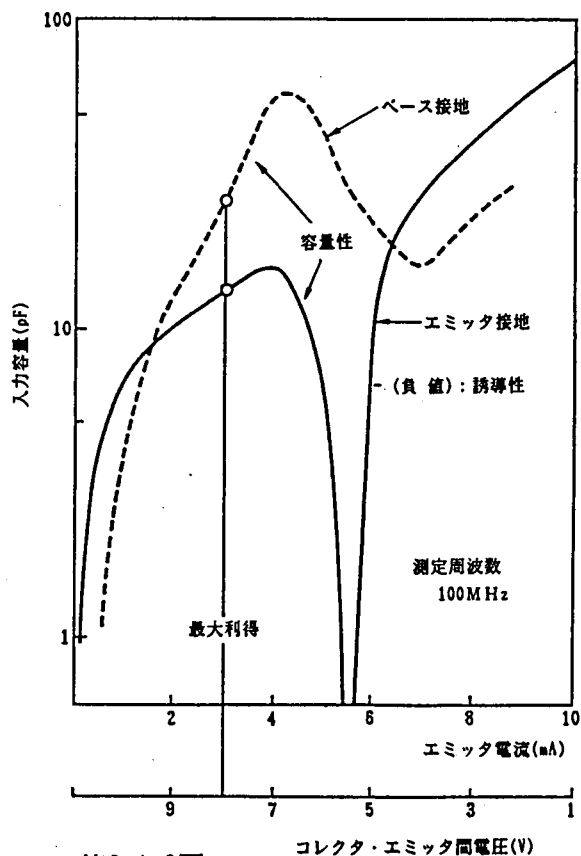
第3.1.1図～第3.1.3図に利得制御時に生じる入出力インピーダンスの変化の様子を示している。

これらの検討から次の特徴が明らかとなった。

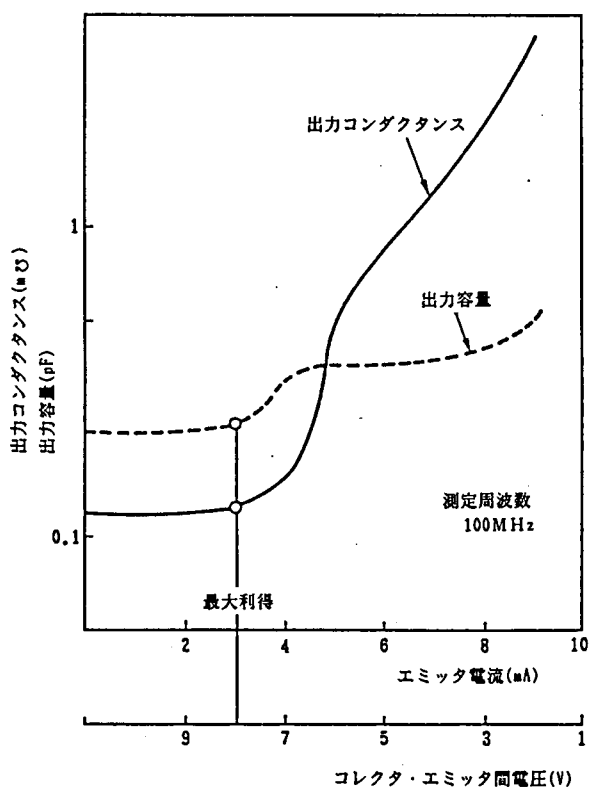
- 1) 利得制御時の入出力インピーダンスの変化は接地方式および利得制御方式で著しい差がある。
- 2) 後述する混変調特性の優れている順方向利得制御時、ベース接地方式ではエミッタ接地方式に比較して入力インピーダンスの変化は少ないため、ベース接地方式を採用する方が有利である。
- 3) 逆方向利得制御時では、エミッタ接地方式がベース接地方式に比較して優れている。
- 4) 出力インピーダンスは接地方式に関係なく第3.1.3図となり、順方向利得制御時は逆方向利得制御時に比較して、出力コンダクタンスと出力容量の変化は大である。



第3.1.1図 接地方式による
入力コンダクタンスの比較



第3.1.2図
接地方式による入力容量の比較

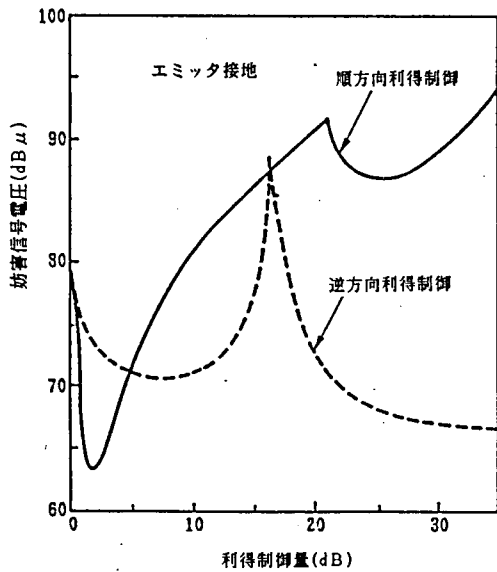


第3.1.3図 出力インピーダンス特性

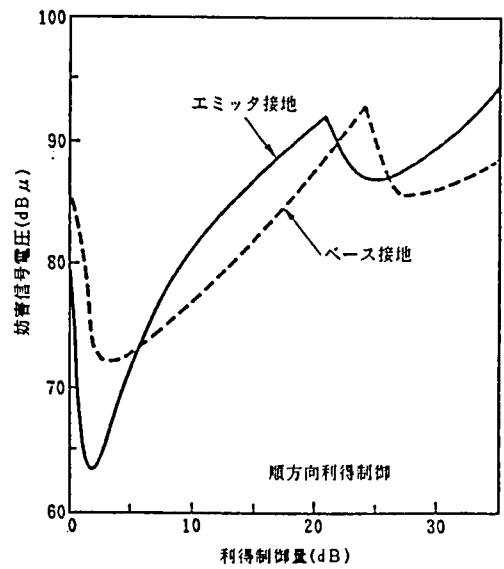
3.1.2 混変調特性

混変調特性はバイポーラトランジスタ自身の性質に依存するもので、真空管に比較して最も差異が著しい。第3.1.4図～第3.1.7図にバイポーラトランジスタの混変調特性を示す。

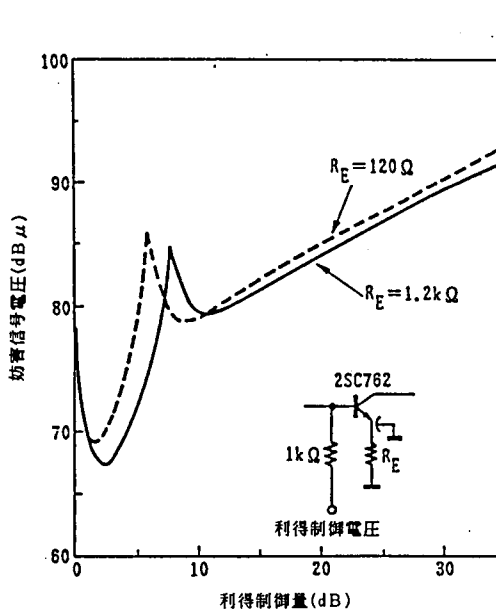
ただし、希望信号の周波数は200MHz、妨害信号の周波数は212MHzである。



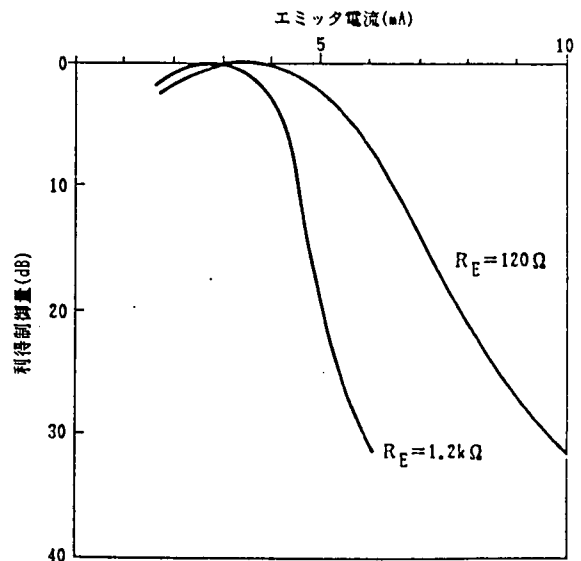
第3.1.4図
利得制御方式による1%混変調特性



第3.1.5図
接地方式による1%混変調特性の比較



第3.1.6図
エミッタ抵抗の混変調特性への依存性



第3.1.7図 利得制御感度

以上の図から次の特徴が明らかとなった。

- 1) 順方向利得制御時の混変調特性は、逆方向利得制御時に比較して優れている。
- 2) ベース接地方式はエミッタ接地方式に比較して混変調特性は優れている。
- 3) 利得制御感度を下げないようにエミッタ抵抗値を選択すると混変調特性は改善されるがその効果は著しくない。

以上の検討から、バイポーラトランジスタを用いた高周波増幅器の混変調特性の向上には限界がある。

3.1.3 結 言

バイポーラトランジスタ式高周波増幅回路の特徴を、バイポーラトランジスタの利得制御時のインピーダンス変化と混変調特性について明らかにした。

高周波増幅回路の利得制御時の混変調特性および通過帯域特性と入力電圧定在波比特性は、その接地方式と利得制御方式で著しい相違がある。

優れた性能を示す場合は、順方向利得制御時のベース接地方式である。バイポーラトランジスタに関する最大の課題は混変調特性に代表される非直線歪の低減であるといえる。

3.2 MOSFETの最適駆動法

トランジスタ式チューナの欠点を除去した高性能なカラーテレビ受像機用のVHFチューナを開発するため、高周波半導体デバイスとしてデュアルゲートMOSFETに着目した。

ここでは、新たに開発された高周波半導体デバイスであるデュアルゲートMOSFETの特徴と増幅器および混合器としての最適駆動回路について述べる。

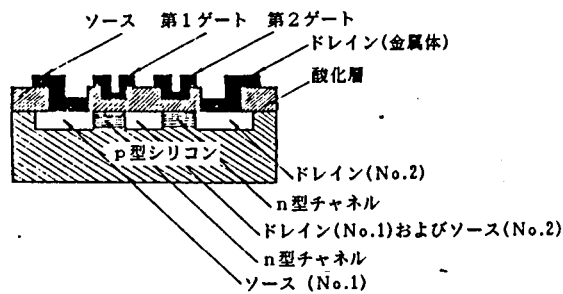
3.2.1 デュアルゲートMOSFET³⁶⁾

電界効果型トランジスタ(FET)には、ジャンクションタイプとMOSタイプの2種類がある。後者のMOSタイプについては、ゲートが1極のもの(シングルゲート)と2極のもの(デュアルゲート)の2種類がある。特に、高周波用として、MOSタイプが優れており、その中でもデュアルゲートMOSFETには以下の特徴がある。

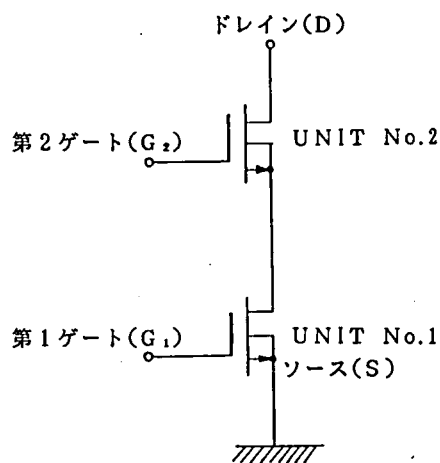
- 1) ドレイン電流とゲート電圧との関係を示す特性曲線は、2次または4次関数に近似でき、3次成分はきわめて少ないため、混変調特性は良好である。
- 2) 2個のゲートを有するため数種の利得制御方式が考えられ、それらの最適化により利得制御による高周波増幅段周波数特性および入力電圧定在波比の変動を少なくすることが可能である。
- 3) 帰還容量が少ないため安定に動作する。
- 4) 縦続接続のため、シングルゲートMOSFETに比較して利得が高い。

VHF帯に適用可能なNチャネルデュアルゲートMOSFETについて説明する。

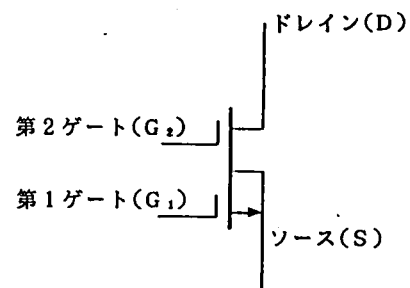
NチャネルMOSFETはP型シリコンの基板を用い、ソースおよびドレインは基板中に拡散され、N型に形成されている。この上に酸化層 SiO_2 膜が絶縁層として作られ、さらにこの上に金属膜が付着されゲートとなる。また、絶縁層に穴をあけ、N型層に金属膜を付着させ、それぞれ電極リードがつけられ、ドレインおよびソースとなる。すなわち、電極となる金属(Metal)が、絶縁体となる酸化物(Oxide)をはさんで半導体(Semiconductor)と接している構造であるためMOS型と呼ばれ、ゲートに加わった電圧と等量逆符号の電圧が、静電誘導によりチャネル中に生じ、これによりチャネル中を流れる電流が制御される。つまりゲートの電界効果により電流が制御される新しい素子であるといえる。第3.2.1図にNチャネルデュアルゲートMOSFETの原理構造を示す。



第3.2.1図 NチャネルデュアルゲートMOSFETの原理構造



第3.2.2図
デュアルゲートMOSFETの
等価回路

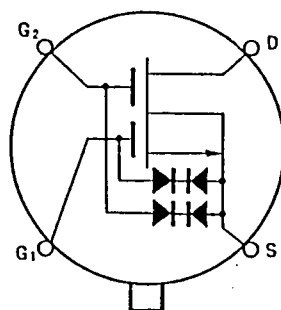


第3.2.3図
デュアルゲートMOSFETの
シンボル

デュアルゲートMOSFETは、2個のシングルゲートMOSFETが内部で縦続接続されたもので、一方のシングルゲートMOSFETはドレインNo. 1、第1ゲート G_1 およびソースNo. 1から成り、他方のシングルゲートMOSFETはドレインNo. 2、第2ゲート G_2 およびソースNo. 2から成り立ち、第3.2.2図の等価回路で表示される。 G_1 、 G_2 で示す2個のゲートを持つため、ユニットNo. 2はユニットNo. 1の負荷となり、ユニットNo. 1はユニットNo. 2のソース抵抗となる。デュアルゲートMOSFETは一般に第3.2.3図のように表現される。

以上のように、デュアルゲートMOSFETは2個のゲートを持つため、利得制御のための電圧の印加方法に非常に多様性があり、また、その電圧印加方法がチューナの高周波増幅段の種々の特性を決定する。

また、MOS構造のためゲート抵抗が高く、取り扱いに注意しないと、回復しない絶縁ゲート破壊を起こし易いが、第3.2.4図に示すようにゲート・ソース間に2個のダイオードが互いに逆方向に直列接続で集積化されている結果、衝撃電圧に対する絶縁ゲート破壊を回避させることができ、雷などの衝撃電圧に対する耐圧はバイポーラトランジスタのそれと同等以上である。



第3.2.4図 保護ダイオードを集積したデュアルゲートMOSFET

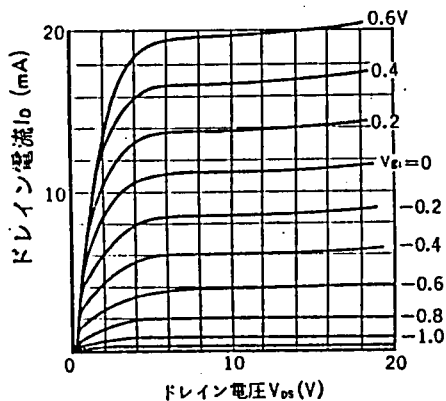
3.2.2 VHF帯高周波増幅回路^{29) 30)}

デュアルゲートMOSFET(3SK36)のドレイン特性を第3.2.5図に示す。

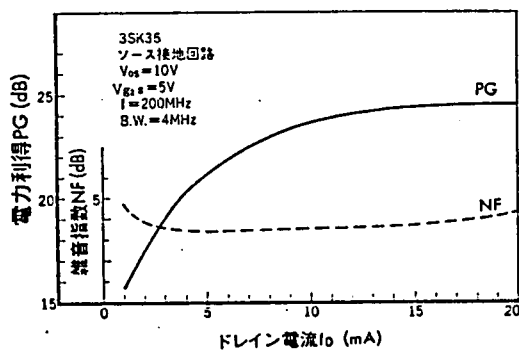
第2ゲート・ソース間電圧 V_{g_2s} をパラメータとして、第1ゲート・ソース間電圧 V_{g_1s} と相互コンダクタンスの関係を第3.2.6図に示す。

第2ゲート・ソース間電圧 V_{g_2s} を一定にしておき、第1ゲート・ソース間電圧 V_{g_1s} を変えると、山形の曲線を呈し、ある V_{g_1s} で相互コンダクタンスは最大となり、その V_{g_1s} より第1ゲート・ソース間電圧が高くては低くても相互コンダクタンスは減少する。また、第2ゲート・ソース間電圧を減少させることによっても相互コンダクタンスは減少する。この結果、高周波増幅回路の電力利得は制御される。

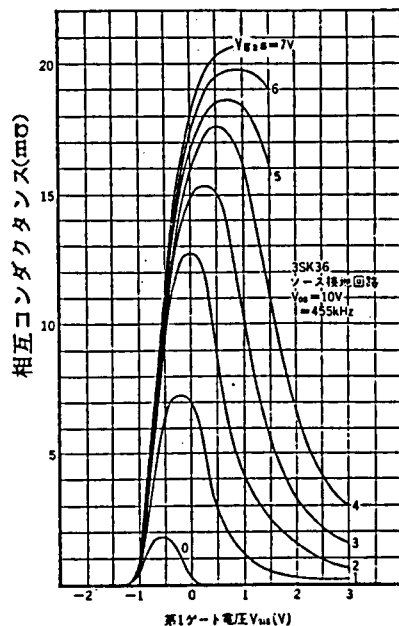
Yパラメータは、同調増幅器の設計、解析に使用されるが、第3.2.1表に3SK36の測定例を示す。デュアルゲートMOSFETは帰還容量が小さいことが著しい特徴であるが、帰還アドミッタンス $|y_{12}|$ が小さく、さらに順方向アドミッタンス $|y_{21}|$ が大きいため、Linvilの安定係数は1より小さくなり、絶対安定であり中和なしに大きな電力利得が得られることになる。第3.2.7図は200MHzでの電力利得と雑音指数のドレイン電流依存性の一例を示したもので、3dB帯域幅 $BW = 4\text{ MHz}$ 、第2ゲート・ソース間電圧 $V_{g_2s} = 5\text{ V}$ 、ドレイン電流 $I_D = 8\text{ mA}$ の時、電力利得23dB、雑音指数は3.5dBである。



第3.2.5図 ドレイン特性



第3.2.7図 電力利得と雑音指数のドレイン電流依存性



第3.2.6図 相互コンダクタンス

第3.2.1表 Yパラメータ

y_{11}	$0.74 + j4.0 \text{ (mS)}$
y_{12}	$0 - j0.04 \text{ (mS)}$
y_{21}	$7.2 - j4.8 \text{ (mS)}$
y_{22}	$0.54 + j2.2 \text{ (mS)}$

条件: $V_{DS}=11\text{(V)}$, $V_{G2S}=5.0\text{(V)}$,
 $V_{G1S}=0.5\text{(V)}$, $f=200\text{(MHz)}$,
 ソース接地

3.2.2.1 利得制御方法

増幅器の一方方向化最大有能電力利得 $G_u = |y_{21}|^2 / 4 \cdot \text{Re}(y_{11}) \text{Re}(y_{22})$ で表すことができ、利得制御は $|y_{21}|$ を動作点により変えて行う。この利得制御方法は最大消費電力での規制を守ると、前記の利得制御方法のうち、第1ゲート・ソース間電圧を減少させる方法、および第2ゲート・ソース間電圧を減少させる方法が適当といえる。

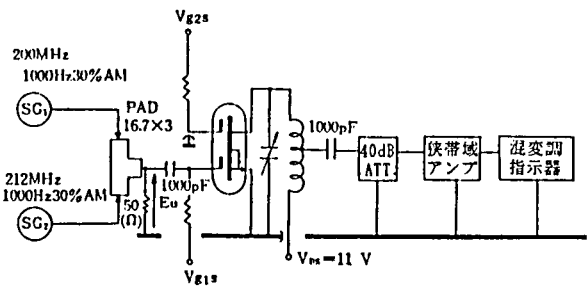
3.2.2.2 混変調特性と動作点

混変調妨害は素子自身の非直線性より発生し、K%混変調を発生させる妨害信号電圧 E_u は次式で示される。⁴⁾

$$E_u = \frac{1}{\frac{\partial \log |y_{21}|}{\partial V_{G1S}}} \sqrt{\frac{K}{100} \cdot \frac{1}{2.65} \cdot \frac{1}{2}}$$

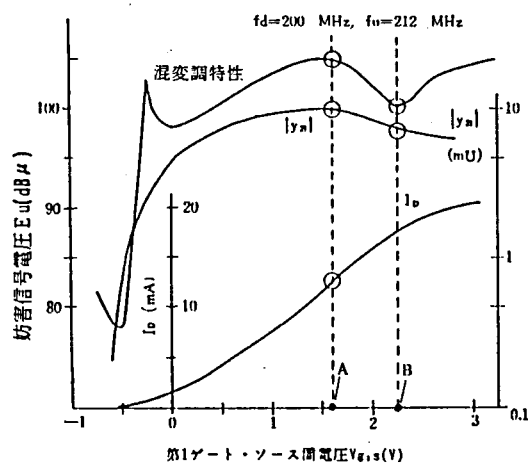
第3.2.8図に示す測定系により測定した素子自身の混変調特性と順方向伝達アドミッタンス $|y_{21}|$ 、第1ゲート・ソース間電圧 V_{g1s} 、ドレイン電流 I_D との関係を示したのが第3.2.9図である。この図から、妨害信号電圧 E_u の $\partial \log |y_{21}| / \partial V_{g1s}$ への依存性が明確となる。すなわち、 $|y_{21}|$ が最大となるA点では、 $\partial \log |y_{21}| / \partial V_{g1s} = 0$ となり、妨害信号電圧 E_u は最大となる。つぎにA点の左側、すなわち、 V_{g1s} を減少させると、 $\partial \log |y_{21}| / \partial V_{g1s}$ は大きくなり、妨害信号電圧 E_u は減少し、混変調特性は劣化する。また、A点の右側B点までは、 $\partial \log |y_{21}| / \partial V_{g1s}$

が増加し、B点では混変調特性は劣化とする。B点より右側では $\partial \log |y_{21}| / \partial V_{g1s}$ が減少するので、妨害信号電圧 E_u は増加し、混変調特性は改善される。第3.2.10図に混変調特性と第2ゲート・ソース間電圧 V_{g2s} 、ドレイン電流 I_D との関係を示す。



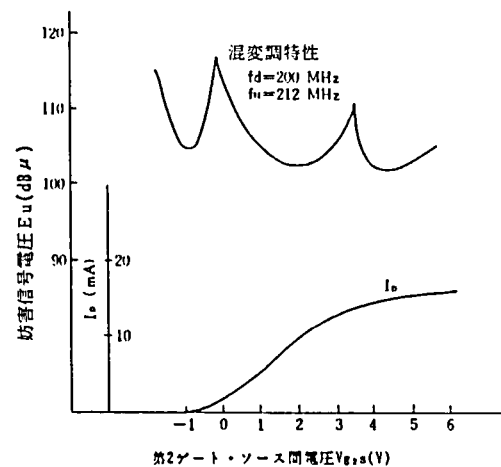
第3.2.8図 素子自身の混変調特性測定系

第3.2.9図、第3.2.10図から、動作点を変えて利得制御を行う場合、第2ゲート・ソース間電圧 V_{g2s} を減少させる方法が利得制御量を最大にし得ると同時に、混変調特性を最良にすることが可能となる。



第3.2.9図

混変調特性と第1ゲート・ソース間電圧との関係

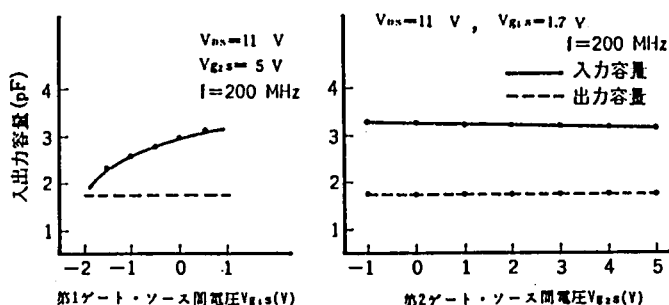


第3.2.10図

混変調特性と第2ゲート・ソース間電圧との関係

3.2.2.3 帯域特性・入力電圧定在波比特性と動作点

3SK36の動作点による入出力容量の変化の様子を第3.2.11図に示す。

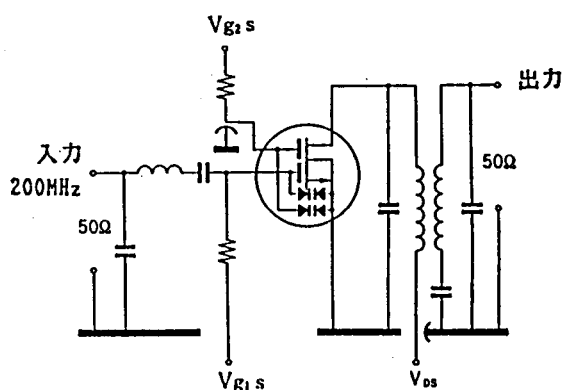


第3.2.11図 動作点による入出力容量の変化

3.2.2.1で検討したように、利得制御方式は2通り可能であるが、 $|y_{21}|$ が最大値をとる第1ゲート・ソース間電圧 $V_{g1s}=1.7V$ 、第2ゲート・ソース間電圧 $V_{g2s}=5V$ から $|y_{21}|$ が最小となる動作点まで、一方のゲート・ソース間電圧を固定し、他方のゲート・ソース間電圧を変化させた場合についての入出力容量の変化、特に入力容量の変化は第2ゲート・ソース間電圧を減少させた場合のほうが、第1ゲート・ソース間電圧を変化させた場合より少ない。従って、高周波増幅段の帯域特性と入力電圧定在波比特性を優れたものにするには、第2ゲート・ソース間電圧を減少させる利得制御方式が有利である。

3.2.2.4 各種特性と動作点

第3.2.12図に示す高周波増幅回路により、順方向伝達アドミタンス $|y_{21}|$ 、素子自身の混変調特性、利得制御特性 ΔG 、雑音指数 NF と第1ゲート・ソース間電圧 V_{g1s} との関係を示したのが第3.2.13図であり、第2ゲート・ソース間電圧 V_{g2s} との関係を示したのが第3.2.14図である。

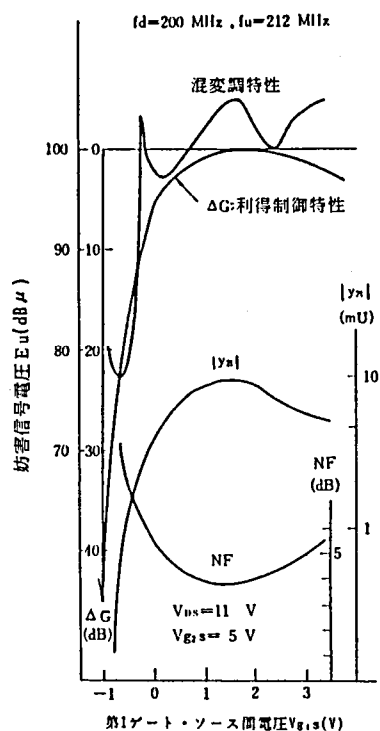


第3.2.12図 高周波増幅回路

利得制御特性 ΔG に関しては、両方とも40dBの利得制御量が得られ、雑音指数 NF

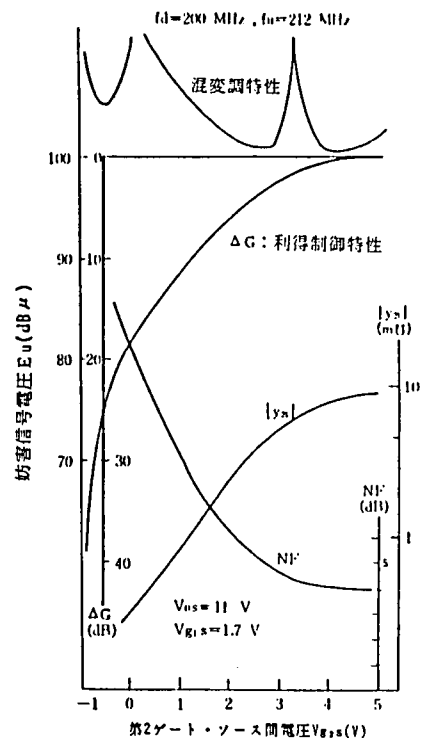
に関しても大差はない。しかし、混変調特性については、第1ゲート・ソース間電圧による利得制御方式によれば、利得制御が深くなると混変調特性は悪くなるが、第2ゲート・ソース間電圧による、利得制御方式では、混変調特性は悪くはない。

以上、デュアルゲートMOSFET(3SK36)を用いたVHF帯高周波増幅回路の検討の結果、第2ゲート・ソース間電圧 V_{g2s} を減じて利得制御を行えば、混変調特性、高周波増幅段の帯域特性および入力電圧定在波比特性とも優れたものになる。



第3.2.13図

各種特性と第1ゲート・ソース間電圧との関係



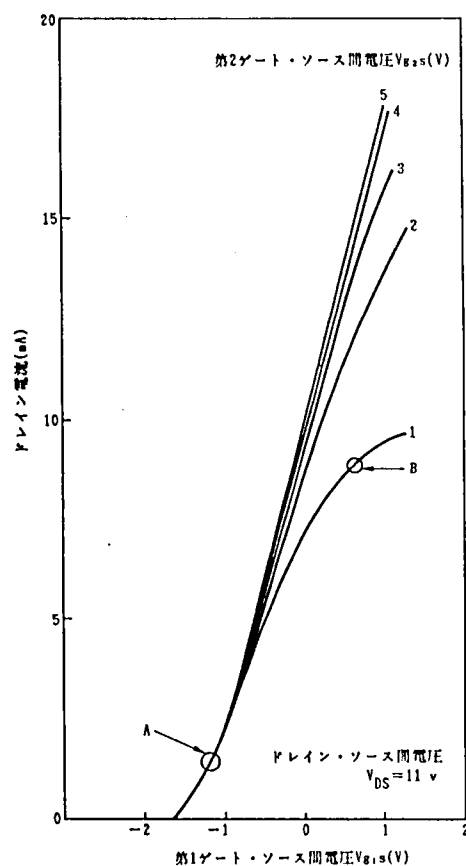
第3.2.14図

各種特性と第2ゲート・ソース間電圧との関係

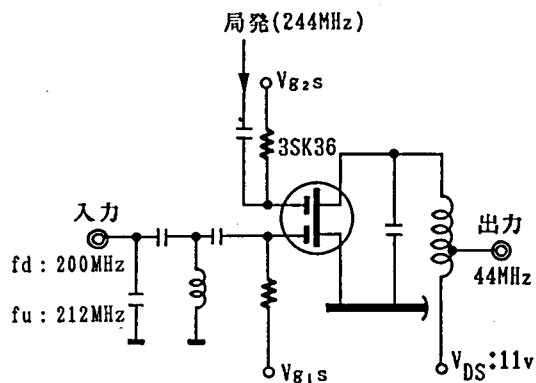
3.2.3 VHF帯混合回路

デュアルゲートMOSFETを周波数変換用デバイスとした混合回路の諸特性を解析した。デュアルゲートMOSFET(3SK36)の静特性は第3.2.15図である。周波数変換作用はこの静特性のAおよびBで示される非直線部分で可能となる。デュアルゲートMOSFETは2個のゲートを有しているため、局発信号を注入する方法が2通りに大別される。

第1ゲート端子に局発信号を注入する場合の混合回路を第3.2.16図に、第2ゲート端子に局発信号を注入する場合の混合回路を第3.2.17図に示す。両図の入出力部は単同調回路から成りそれぞれ200MHz、44MHzに同調して、3dBの帯域幅は6MHzである。

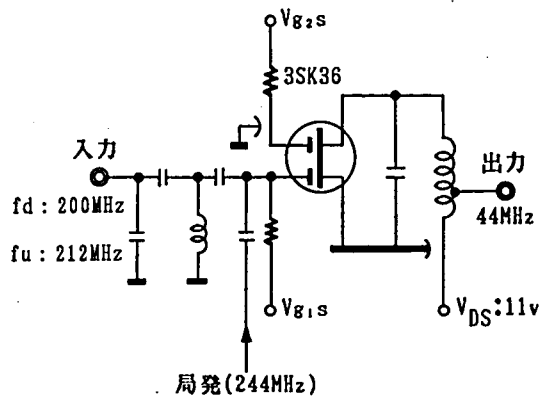


第3.2.15図 3SK36の静特性



第3.2.16図

第1ゲートに局発信号を注入する場合



第3.2.17図

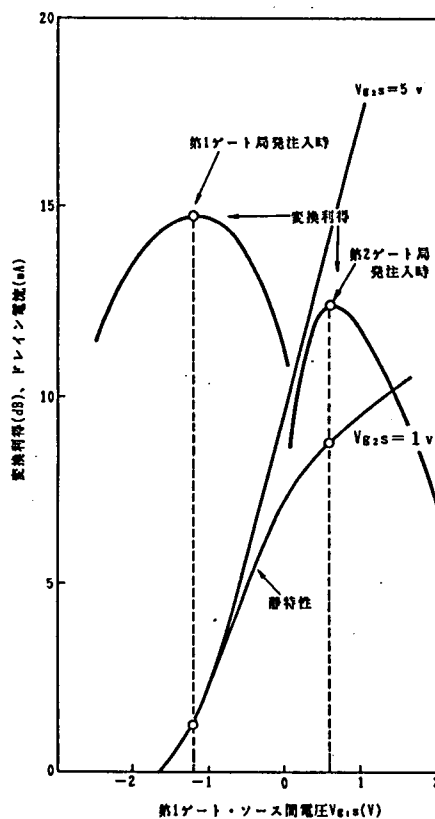
第2ゲートに局発信号を注入する場合

3.2.3.1 変換利得、混変調特性と動作点

第3.2.18図～第3.2.20図にデュアルゲート MOSFET (3SK36) 混合回路の変換利得、混変調特性と動作点(静特性)の関係を示す。

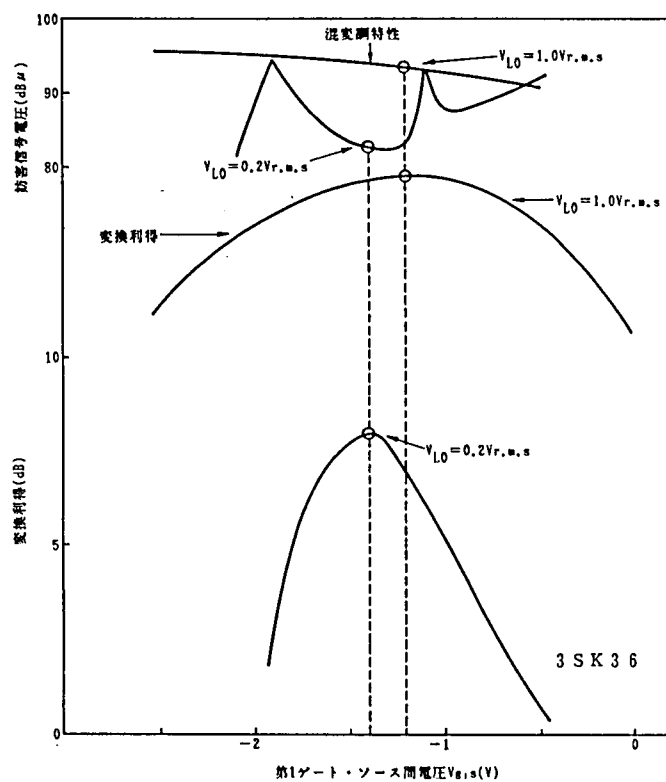
以上の検討から次の特徴が明らかとなった。

- 1) 第1ゲート端子に局発信号を注入する場合、3SK36の静特性のAの非直線部分で生じる変換利得が最も高く、第2ゲート・ソース間電圧 V_{G2S} の増加に従って変換利得も一様に向上する。
- 2) 第2ゲート端子に局発信号を注入する場合、3SK36の静特性のBの非直線部分で生じる変換利得が最も高い。
- 3) 第1ゲート端子に局発信号を注入する場合、第2ゲート端子に局発信号を注入する場合に比較して、混変調特性が優れている。
- 4) 第2ゲート端子に局発信号を注入する場合、第1ゲート端子に局発信号を注入する場合に比較して、変換利得、混変調特性とも直流動作点(第1ゲート・ソース間電圧)への依存性が高い。

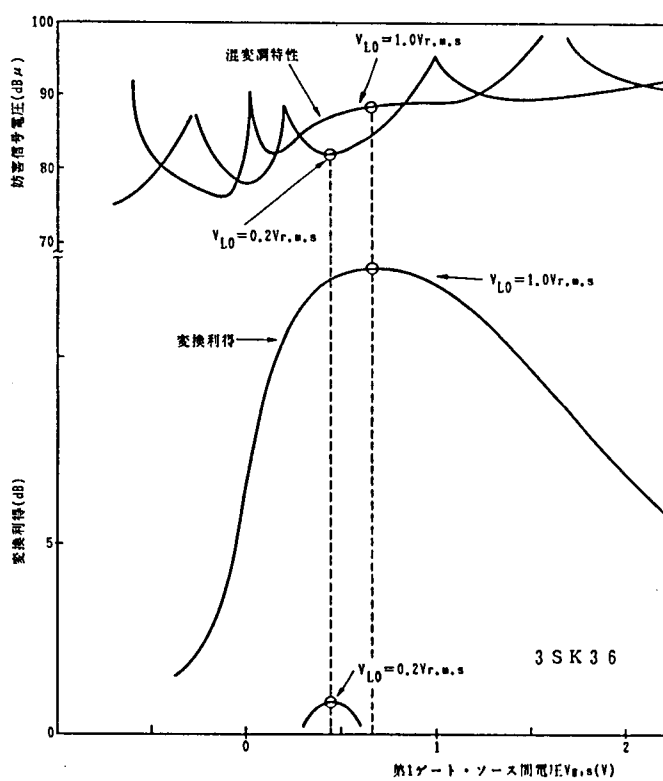


第3.2.18図

静特性と変換利得の関係



第3.2.19図 第1ゲートへ局発信号を注入する場合の特性



第3.2.20図 第2ゲートへ局発信号を注入する場合の特性

3.2.3.2 変換利得、混変調特性と局発注入電圧

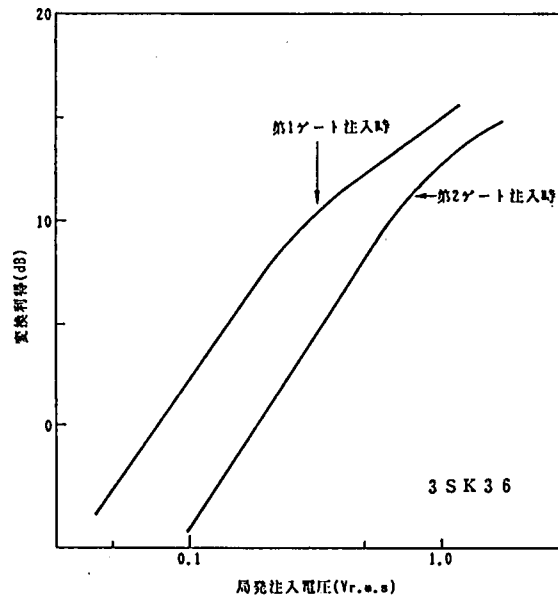
局発注入電圧は変換利得、混変調特性に著しい影響を与える。

第3.2.21図と第3.2.22図に変換利得および混変調特性と局発注入電圧の関係を示す。第3.2.19図から第3.2.22図に示した結果から次の特徴が明らかとなった。

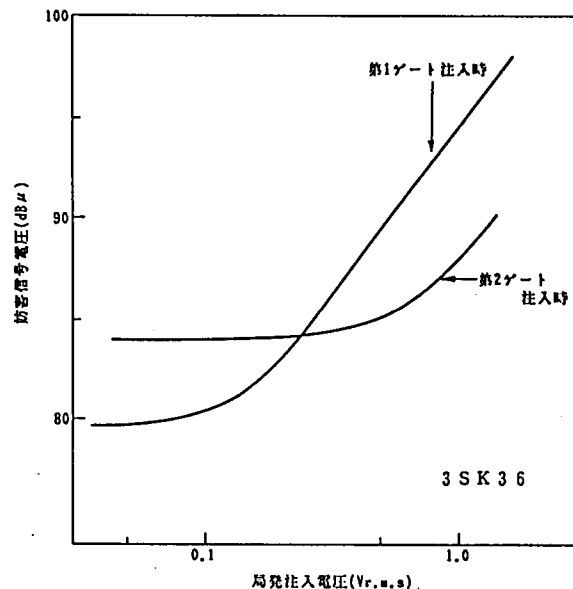
- 1) 変換利得を最大とするためには局発注入電圧は約 $1.0V_{r.m.s}$ 必要であり、バイポーラトランジスタ混合器に比較して約10倍の値である。
- 2) 同じ変換利得や混変調特性に対して、必要とする局発注入電圧は、第2ゲート端子に局発信号を注入する場合より、第1ゲート端子に局発信号を注入する場合の方が低い。
- 3) 変換利得、混変調特性とも、局発注入電圧の依存性は、第1ゲート端子へ局発信号を注入する場合の方が少ない。
- 4) 低局発注入電圧の場合、変換利得が最大となる動作点での混変調特性の劣化が著しいが、局発注入電圧の増加に従って動作点への依存性は低減される。

以上の検討結果から、デュアルゲートMOSFET混合回路はバイポーラトランジスタ混合回路に比較して次の特徴がある。

- 1) 変換利得はバイポーラトランジスタ混合回路と同程度である。
- 2) 混変調特性はバイポーラトランジスタ混合回路に比較して、約10dB優れている。
- 3) 局発注入電圧は約 $1.0V_{r.m.s}$ 必要である。



第3.2.21図 変換利得対局発注入電圧



第3.2.22図 混変調特性対局発注入電圧

4) 第1ゲート端子へ局発信号を注入する場合の方が、第2ゲート端子へ局発信号を注入する場合に比較して諸性能が優れている。

これらの特徴から、デュアルゲートMOSFET混合回路は、バイポーラトランジスタ混合回路に比較して、特に混変調特性の向上を可能にする。

3.2.4 結 言

バイポーラトランジスタに代る高周波半導体デバイスとして、デュアルゲートMOSFETの特徴と増幅回路、および混合回路としての最適駆動回路を研究した。

デュアルゲートMOSFETは、バイポーラトランジスタに比較して、静特性が2次または4次関数で近似でき、3次成分がきわめて少なく、非直線特性に優れたデバイスである。

高周波受信部で最も除去の困難な混変調妨害を低減するために、デュアルゲートMOSFETを用いた増幅回路および混合回路の混変調妨害を向上させる最適駆動回路を解析した。

デュアルゲートMOSFETは2個のゲート端子を有するため、混変調特性や利得制御時の高周波増幅回路の周波数特性や入力電圧定在波比特性を優れるように、その動作点(静特性)を制御することが可能であることを示した。

MOSFETは高周波増幅回路用の高性能な高周波半導体デバイスであり、利得制御を必要とする場合には、デュアルゲートMOSFETが、シングルゲートMOSFETに比較して適している。利得制御方法としては、第2ゲート・ソース間電圧を減じる方法が最も適していることを明らかにした。

混合回路としてのデュアルゲートMOSFETの最適駆動法は、局発信号および入力信号を第1ゲート端子に導き、第2ゲート・ソース間電圧を高く、第1ゲート・ソース間電圧をカットオフ近傍まで十分に低く設定し、局発信号電圧を約 $1.0V_{r.m.s}$ 程度注入すれば、変換利得および混変調特性をバイポーラトランジスタに比較して優れた特性とし得ることを示した。

3.3 GaAsデバイスの最適駆動法

高周波帯の半導体デバイスの基本性能である雑音特性は、電子の走行速度に依存し、Siに比較して5～6倍も早い走行速度を有するGaAsデバイスが今後の高周波帯の半導体デバイスとして有望である。本項では、高周波受信系における低雑音指数と低損失特性に着目して、デュアルゲートGaAsMESFET増幅器および混合器とGaAs可変容量ダイオードやGaAsIC化広帯域増幅器のUHF帯での特徴と最適駆動回路について述べる。

3.3.1 デュアルゲートGaAsMESFET^{37) 38) 39)}

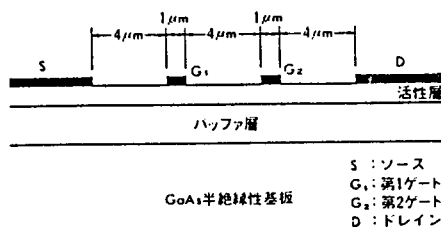
4GHz以上に限られていたGaAsMESFETを1GHzのUHF帯で利用する場合、シングルゲートGaAsMESFETは $|S_{11}|$ が1に近い大きな値になると同時に $|S_{12}|$ も大きく、増幅素子として安定な動作が困難であった。UHF帯におけるこれらの問題を解決するために、次の方法が実施されている。

1) $|S_{11}|$ の低減

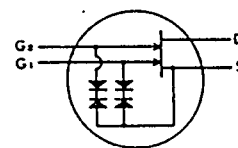
高周波特性とのバランスを考慮しつつソース抵抗、ゲート抵抗を大きくする。ソース抵抗 R_S とゲート抵抗 R_G を大きくすると $|S_{11}|$ は減少するが、雑音指数、電力利得などの高周波特性は一般に低下する。しかし、理論的考察によれば雑音指数の劣化度は4GHz以上の高い周波数では $(R_S + R_G)$ に大きく依存するが、2GHz以下のUHF帯では、あまり問題にならないので、理論解析により R_S と R_G の最適化をはかり、それぞれ 15Ω を選んだ。

2) $|S_{12}|$ の低減

ミラー効果を避け、 $|S_{12}|$ を小さくするために、ゲートはデュアルゲート構造にした。デュアルゲート構造は、しゃへいゲートの働きにより、 $|S_{21}|$ を変えずに $|S_{12}|$ を極端に小さくできるばかりでなく、利得制御が容易にできる。利得制御時に優れた混変調特性が得られるように、ゲート構造も最適化した。



第3.3.1図 MESFETの構造



第3.3.2図 保護ダイオードの接続図

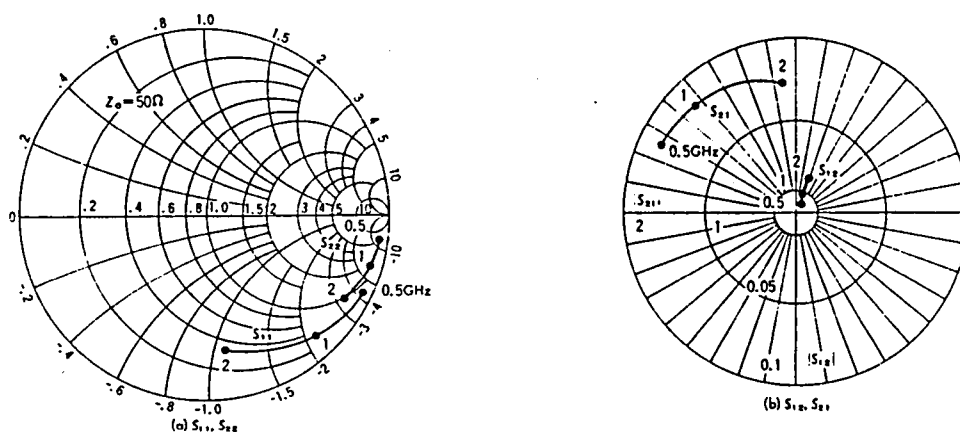
以上の考えに基づいて新しく設計したUHF帯用デュアルゲートGaAsMESFETの構造を第3.3.1図に示す。

前述の設計値 $R_S = 15\Omega$ を実現するために、ソース・ゲート間隔を従来のデュアルゲートGaAsMESFETの $1\mu\text{m}$ より広くし $4\mu\text{m}$ とした。また、 $R_G = 15\Omega$ を実現するために、ゲート金属の厚さを従来の $0.8\mu\text{m}$ より薄くし $0.3\mu\text{m}$ にするとともに、ゲートのフィンガを長さも $400\mu\text{m}$ と長くした。なお、ゲート長は $1\mu\text{m}$ である。

通常の $1\mu\text{m}$ ゲート幅のデュアルゲートGaAsMESFETの耐サージエネルギーは3erg程度であり、テレビチューナなどに要求される高い耐サージ性(60erg)を満足しない。そこで、Siツェナーダイオードを耐サージ保護ダイオードとして第3.3.2図のようにデュアルゲートGaAsMESFETに接続し、パッケージ内でハイブリッド集積化した。また、保護ダイオードのツェナー電圧を8Vに設計した結果、耐サージレベルは約100ergにまで向上した。

3.3.1.1 高周波特性

開発したデュアルゲートGaAsMESFETの0.5~2GHzにおけるSパラメータを第3.3.3図に示す。

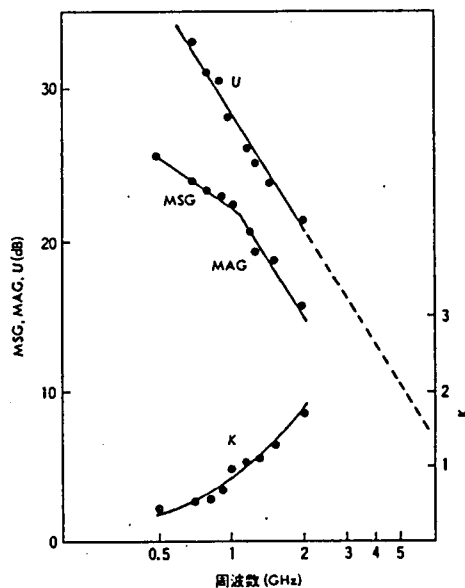


第3.3.3図 GaAsMESFETの0.5~2GHzにおけるSパラメータ

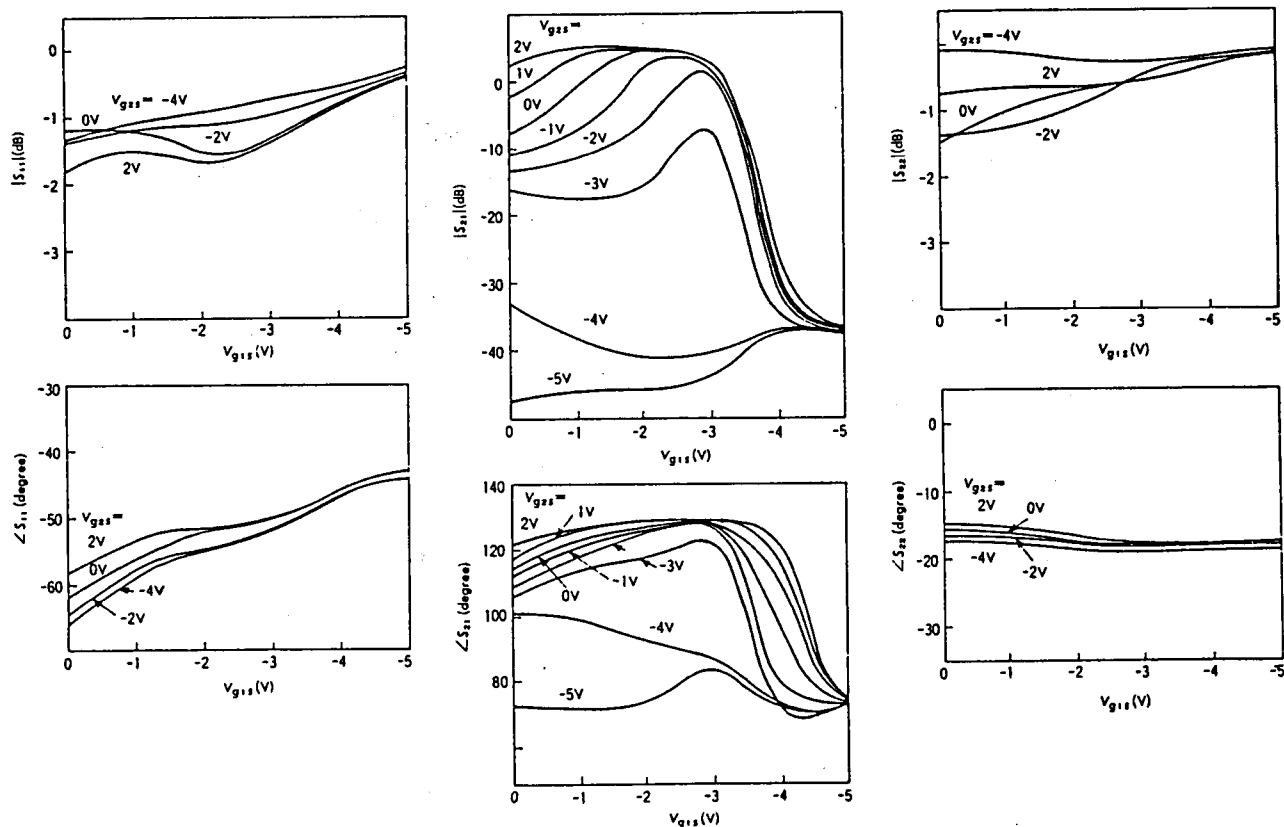
3.3.4図に測定したSパラメータから計算した単方向利得U、最大有能利得MAG、最大安定利得MSG、安定指数Kを示す。1GHz以下においても高い安定性と高い利得が得られている。なお、プラスチックパッケージの帰還容量12mpFが加わるため、 $|S_{12}|$ がチップ単体に比べ若干悪くなるが、1GHzで

$|S_{12}| = -45\text{dB}$ が得られており、実用上ほとんど問題がない。保護ダイオードの入力容量は0.4pFであるが、Sパラメータから計算した入力、出力容量はそれぞれ1.2pFおよび0.4pFであり、従来のSiMOSFETに比較して約1/2と低減されている。

デュアルゲートGaAsMESFETは、第2ゲートにバイアス電圧を印加することにより利得制御が可能である。



第3.3.4図 単方向利得，最大有能利得，最大安定利得，安定指数

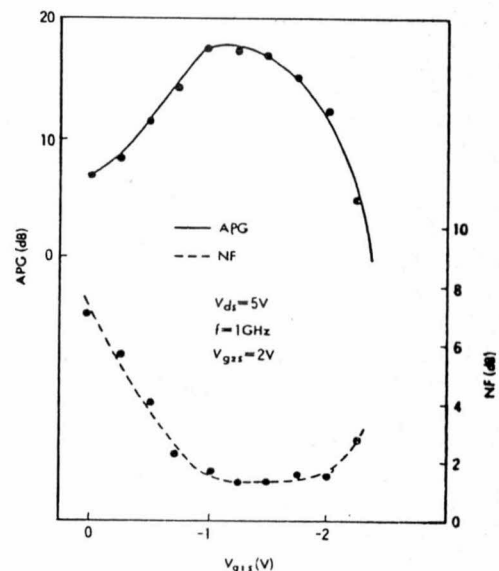


第3.3.5図 S_{11} , S_{21} , S_{22} の第1ゲート・ソース間電圧，第2ゲート・ソース間電圧への依存性

第3.3.5図に、1GHzにおける S_{11} 、 S_{21} 、 S_{22} の第1ゲート・ソース間電圧 V_{g1s} 、第2ゲート・ソース間電圧 V_{g2s} への依存性を示す。1GHzにおける利得制御量は50dB可能であり、第2ゲート・ソース電圧 V_{g2s} による利得制御量の S_{11} 、 S_{22} の変化は非常に小さいので、高周波受信系への応用に際し、利得制御による入出力同調回路の離調は極めて小さくなる。

第3.3.6図に1GHzにおける雑音指数NFおよびAPG (Associated Power Gain) と V_{g1s} との関係を示す。 $NF=1.4\text{dB}$ 、 $APG=17\text{dB}$ となり、従来のSiMOSFETでは不可能な値が得られている。

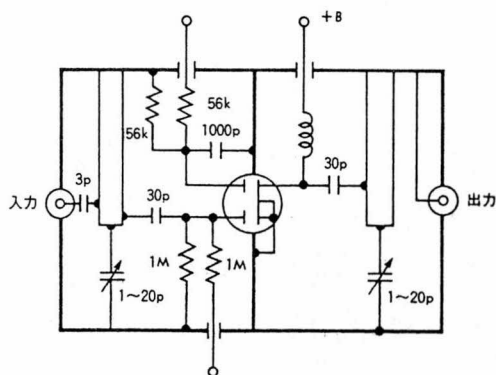
第3.3.7図に開発したデュアルゲートGaAsMESFET (3SK97)の外観を示す。3SK97は低雑音、高利得、低電圧動作、低入出力容量など優れた性能をもち、今後のUHF帯民生機器の性能を大幅に向上させる高周波半導体デバイスと考えられる。



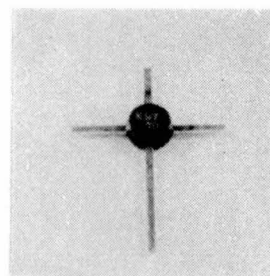
第3.3.6図 NF, APGと V_{g1s} の関係

3.3.1.2 UHF帯高周波増幅・混合回路

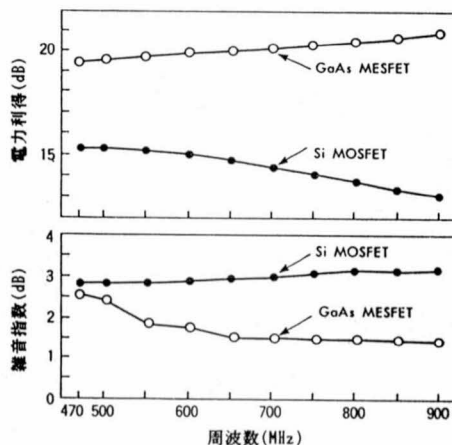
本開発のデュアルゲートGaAsMESFETとデュアルゲートMOSFETを用いた第3.3.8図のUHF帯高周波増幅回路と混合回路の諸特性を示す第3.3.9図～第3.3.12図、第3.3.1表から、次の特徴が明らかとなる。^{40) 41)}



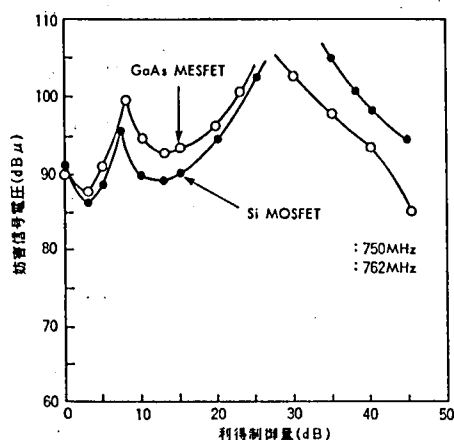
第3.3.8図 UHF帯高周波増幅回路



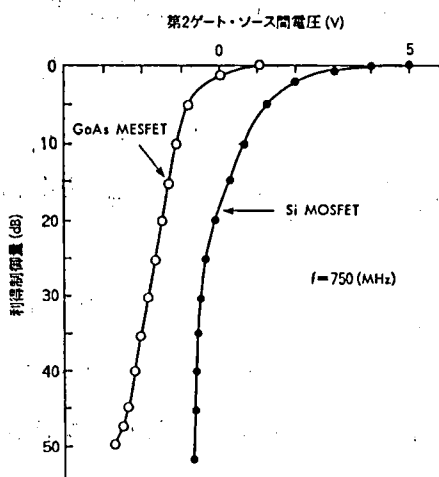
第3.3.7図 3SK97の外観



第3.3.9図 電力利得, 雑音指数



第3.3.10図 混変調特性



第3.3.11図 利得制御特性

- 1) 電力利得は18~20dBで、MOSFETより4~5dBすぐれている。この結果、次段による雑音指数の劣化の低減が可能である。
- 2) 雑音指数はMOSFETより大幅に優れ750MHzで1.5dBである。
- 3) 利得制御量は45dB以上可能となり、MOSFETと同程度である。
- 4) 混変調特性は利得制御が深い状態以外ではMOSFETと同程度である。
- 5) 入出力容量値はMOSFETの約1/2であり、同調周波数の広帯域化が可能となる結果、同調回路の構成が簡単になる。
- 6) 駆動電源電圧が3Vと低く低電圧化に適している。

デュアルゲートGaAsMESFETはMOSFETと同様に混合回路への応用が可能であり、MOSFET混合回路と同様な特性を呈する。特に、MOSFET混合回路に比較して優れている性能は雑音特性である。筆者の検討では、デュアルゲートGaAsMESFET混合回路はデュアルゲートMOSFET混合回路に比較して、雑音指数が2~3dB低い結果がえられている。

第3.3.1表

デュアルゲートGaAsMESFETとSiMOSFETの主な性能

	GaAs MESFET (3SK97)	Si MOSFET (3SK66)
電力利得 (dB)	20.5	14.4
雑音指数 (dB)	1.5	2.9
利得制御量 (dB)	50	52
入力容量 (pF)	0.8	1.9
出力容量 (pF)	0.6	1.2
測定条件	測定周波数 (MHz)	750
	ドレイン・ソース間電圧 (V)	3
	第2ゲート・ソース間電圧 (V)	1
	ドレイン電流 (mA)	10

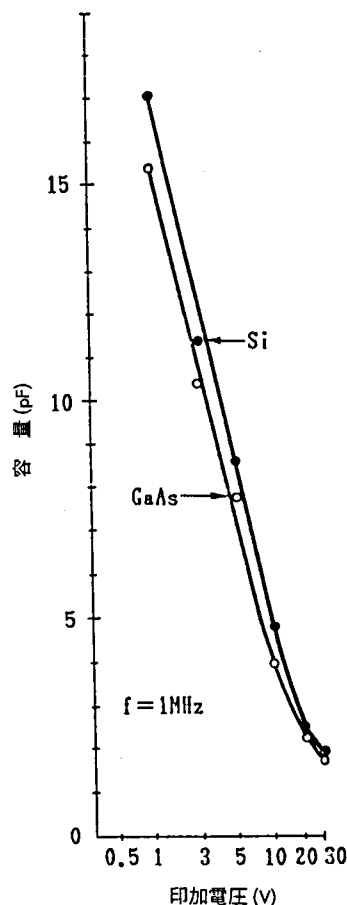
3.3.2 GaAs可変容量ダイオード^{4,2)}

Si可変容量ダイオードは特に直列抵抗値が高いため、UHF帯の470MHz近傍での同調回路の挿入損失が増加する。低挿入損失で選択特性の優れた同調回路を形成するには、直列抵抗値の低い可変容量ダイオードの開発が不可欠である。直列抵抗値は半導体材料に大きく依存し、前に述べた理由でGaAsはSiに比較して直列抵抗値が低い。以下、GaAsとSi可変容量ダイオードの特徴を比較し、GaAs可変容量ダイオードの最適な駆動法を研究する。

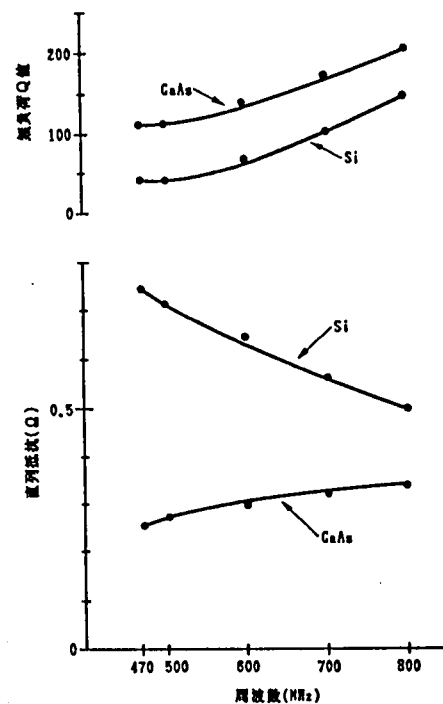
3.3.2.1 直列抵抗、無負荷Q

低損失化を実現したGaAs可変容量ダイオードとSi可変容量ダイオードとの比較検討結果を示す第3.3.12図、第3.3.13図から次の特徴がある。

- 1) C-V特性はSi可変容量ダイオードと類似している。
- 2) 直列抵抗値は、470MHzである0.2~0.25 Ω 程度となりSi可変容量ダイオードに比較して約1/3となる。
- 3) この結果、無負荷Q値が約3倍に向上するため、低挿入損失で高選択度の共振器を実現しうる。



第3.3.12図 C-V特性



第3.3.13図 直列抵抗、無負荷Q

3.3.2.2 挿入損失と選択特性⁴³⁾

第3.3.13図から無負荷Q値が最も低下する470MHzで、同調回路の挿入損失が最大となる結果、雑音指数が最も劣化する。このため、470MHzにおける同調回路の挿入損失を低減することが重要と考えられる。

第3.3.14図に470MHzにおける単同調回路の挿入損失、イメージ信号選択度、隣々接チャンネル選択度と単同調回路の帯域幅との関係を示す。たとえば、帯域幅50MHzの単同調回路を高周波増幅素子の入力側に接続すると、イメージ信号選択度および隣々接チャンネル選択度が同一の場合、GaAs可変容量ダイオードを用いると挿入損失は第3.3.15図のA点で示す2.5dBからB点で示す0.7dBに減少する結果、雑音指数は、1.8dB改善される。

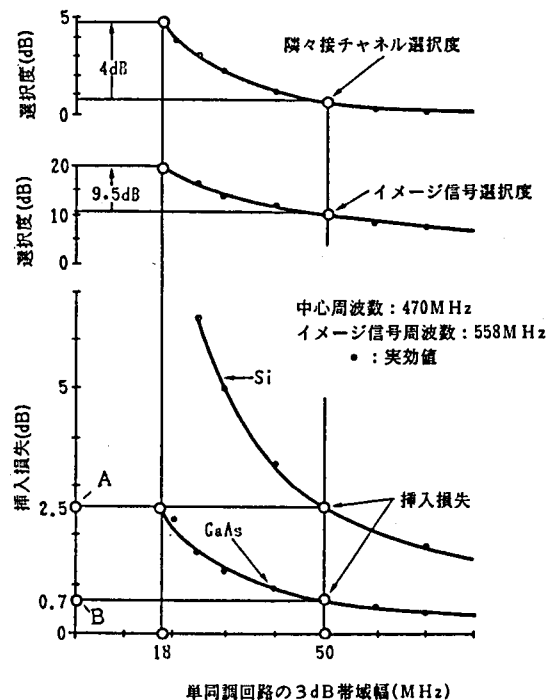
A点で示す挿入損失2.5dBの単同調回路をGaAs可変容量ダイオードで実現すると帯域幅は18MHz程度まで減少することが可能となりイメージ信号選択度は、9.5dB、隣々接チャンネル選択度は4dB改善されるといえる。実測値と理論値は良好に一致しており、挿入損失による雑音指数の劣化度と選択度との関係が明確となった。

3.3.3 GaAs IC化広帯域増幅器

高周波回路の半導体集積化への第一ステップとしてGaAsFETを用いた集積化デバイスが考えられる。ここでは応用範囲の広いGaAsIC化広帯域増幅器の構成上の特徴と雑音および妨害性能からみた最適な駆動方法についてのべる。

3.3.3.1 構造と特徴⁴⁴⁾

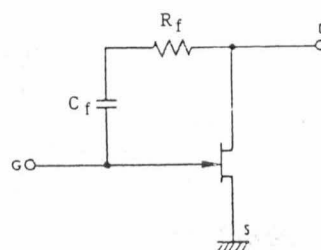
一般に、高周波増幅器では、入出力端における信号の反射を極力小さくするため、増幅器の入出力インピーダンスが信号源および負荷インピーダンスに整合されるように設計する必要がある。通常、インダクタンスや容量を組み合わせ、増幅器の入出力インピーダンスを



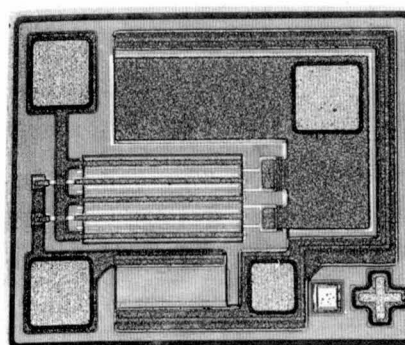
第3.3.14図

挿入損失、イメージ信号選択度、
隣々接チャンネル選択度と単同調回路の
帯域幅との関係

信号源および負荷インピーダンス（高周波帯では普通 50Ω ）に合わせるようにして広帯域整合が行われている。しかしインダクタンスを内蔵することはモノリシックIC化に不適當であるため第3.3.15図のように、ドレインからゲートに抵抗で負帰還をかけた構成で、広帯域増幅器を検討した。この図で、 R_f は帰還抵抗、 C_f は直流カット用のコンデンサである。



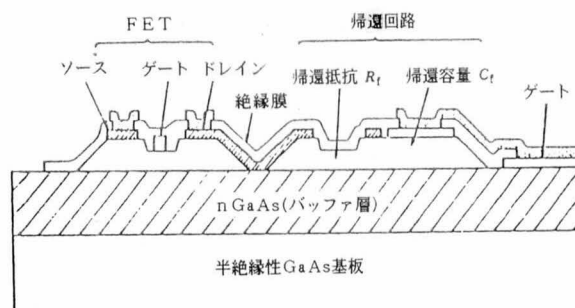
第3.3.15図 等価回路



第3.3.16図 チップ写真

実用化されたGaAsIC化広帯域増幅(2SK378)のチップ写真と構造断面図を第3.3.16図、第3.3.17図に示す。

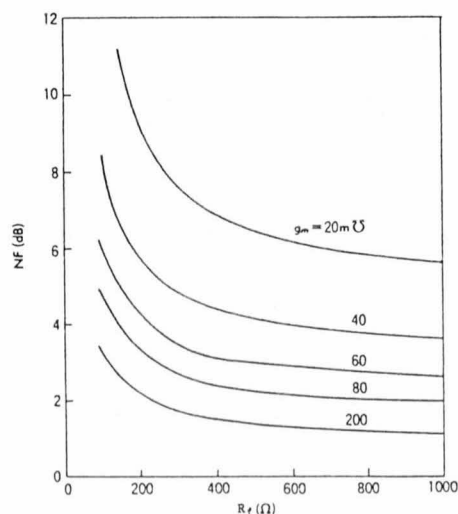
雑音特性に関しては、西馬ら⁴⁵⁾が解析している。その結果を第3.3.18図に示す。この図より、目標とする雑音指数2.5dB以下の増幅器を得るために必要とされる最適な g_m および R_f の組み合わせを知ることができる。これらの検討から第3.3.2表に示す設計値を定めた。



第3.3.17図 2SK378の構造断面図

第3.3.2表 g_m および R_f の設計値

g_m	$80\text{m}\Omega \left(\frac{\text{Gate width}}{800\mu\text{m}} \right)$
R_f	300Ω
C_f	20pF



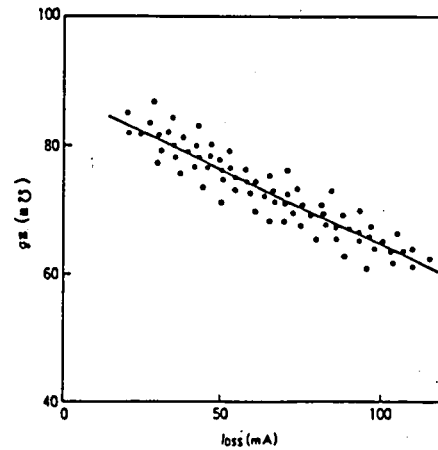
第3.3.18図 雑音指数と g_m および R_f

3.3.3.2 雑音・妨害特性⁴⁵⁾

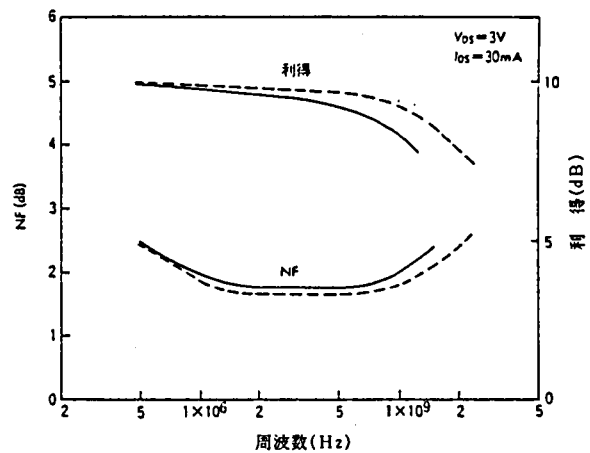
広帯域増幅器(2SK378)の I_{DSS} と g_m の相関を示すのが第3.3.19図である。 g_m の測定は、ドレイン電圧 $V_{DS} = 3V$ 、ドレイン電流 $I_D = 30mA$ で行なった。 $I_D = 30mA$ における g_m は I_{DSS} が大きくなるとともに小さくなる。広帯域増幅器のRF特性をドレイン電圧 $V_{DS} = 3V$ で測定した。その結果を、第3.3.20図から第3.3.22図に示す。

これらの測定結果から、次のことが明らかとなった

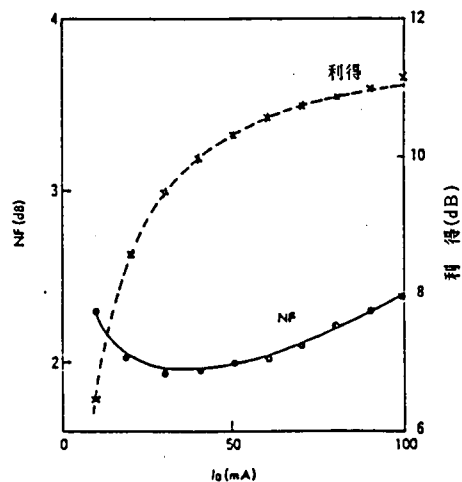
- 1) 電力利得は50~1000MHz帯域で10~8dBである。
- 2) 雑音指数は50~1000MHz帯域で1.7~2.2dBである。最小の雑音指数は1.7dBで、300~600MHzの帯域でえられる。
- 3) 100MHz以下で雑音指数が増大するのは $1/f$ 雑音によるものと考えられる。
- 4) 第3.3.20図の破線は2SK378のセラミックパッケージの場合である。プラスチックパッケージに比べて寄生容量が小さいため、特に高周波領域におけるRF特性が改善されている。
- 5) 第3.3.21図は、広帯域増幅器の雑音指数および電力利得のドレイン電流 I_D への依存性を示す。雑音指数は、動作電流が約40mAの時、最小となる。動作電流が大きくなれば、雑音指数は徐々に大きくなっていく。一方、



第3.3.19図 I_{DSS} と g_m の関係



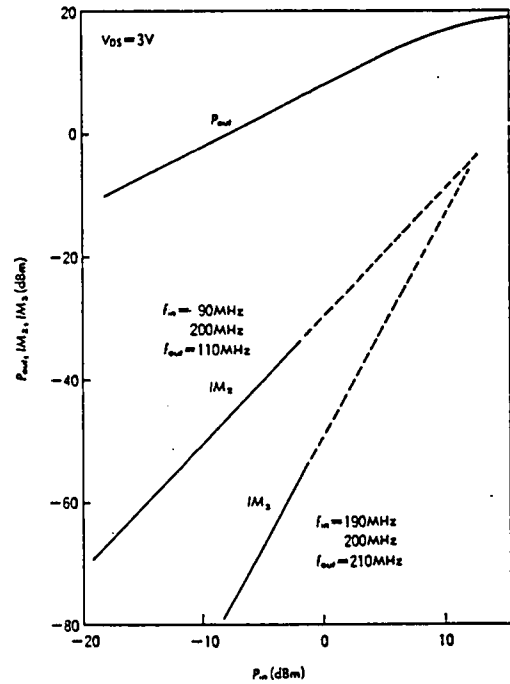
第3.3.20図 NFおよび電力利得



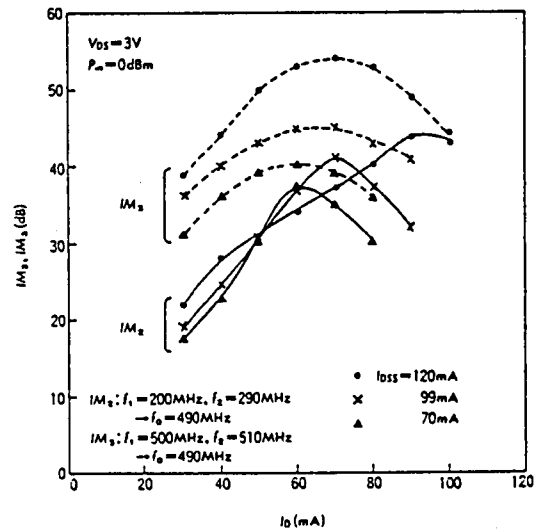
第3.3.21図 NFおよび利得のドレイン電流 I_D 依存性

動作電流が約20mA以下になると急激に雑音指数は劣化する。従って、最良の雑音指数をえるための動作電流 I_D の範囲は約20~60mAとなる。

- 6) 電力利得はドレイン電流の増加に従って、増大する。この増大はゲート順方向電流が流れるまで続く。
- 7) 第3.3.22図は広帯域増幅器の入出力特性および2次ひずみ IM_2 、3次ひずみ IM_3 を示す。増幅器の出力の大きさは、増幅器の I_{DSS} および V_{DS} に依存し、 I_{DSS} および V_{DS} の大きなもの程、大き飽和出力がえられる。 IM_2 および IM_3 は測定周波数による差異はほとんどなく、出力0dBmに対して $IM_2 = -50\text{dBm}$ 、 $IM_3 = -80\text{dBm}$ がえられている。
- 8) 第3.3.23図は IM_2 、 IM_3 のドレイン電流への依存性を示している。 $V_{DS} = 3\text{V}$ 、 $P_{in} = 0\text{dBm}$ 時、 IM_3 は増幅器の I_{DSS} が大きくなるほど大きくなり、 IM_3 が最良となる動作電流は I_{DSS} とともにわずかに移動する。 IM_2 に関しては、 I_{DSS} が大きくなるに従って、 IM_2 の最大値および最大値を与える I_D が大きくなっていく。 IM_3 、 IM_2 とも、 $I_D = 60 \sim 70\text{mA}$ で最大値を呈する。



第3.3.22図 広帯域増幅器の入出力特性および IM_2 、 IM_3



第3.3.23図 IM_2 、 IM_3 のドレイン電流への依存性

3.3.4 結 言

高周波受信回路の低雑音化に特に有効な高周波半導体デバイスとしてGaAsMESFETやGaAsIC化広帯域増幅器とGaAs可変容量ダイオードに着目し、これらのデバイスを用いたUHF帯高周波増幅回路と混合回路や同調回路の最適駆動化を研究した。

GaAsMESFETは低雑音特性と低電圧駆動に著しい特徴があり、従来のMOSFETに比較して、UHF帯での雑音指数は1dB以上優れ、駆動電圧も3Vと低い場合でも正常な動作が可能である。また、混変調特性はMOSFETと同等である。

この結果、UHF帯の同調形の高周波増幅回路および混合回路には、GaAsMESFETが最も適している。

更に、入出力容量値が従来のMOSFETの約1/2であり、入出力側の同調回路の同調周波数の高周波化が可能となる。

GaAs可変容量ダイオードは、Si可変容量ダイオードに比較して直列抵抗値が約1/3で、高Qの同調回路を形成しうる可変容量ダイオードである。この結果、雑音指数および妨害信号に対する選択度を著しく改善しうることを示した。

GaAsIC化広帯域増幅器は、低雑音、低歪性能にその特徴があり、広帯域高周波受信システムにおける広帯域共通増幅器として有用であると同時に、高周波回路の半導体集積化の可能性を示していると考ええる。

GaAsデバイスの以上の検討結果から、GaAsデバイスはSiデバイスに比較して、特に雑音指数や損失が著しく優れ、今後の高周波受信系を構成する高周波半導体デバイスの中心になるといえる。

3.4 ダイオード混合器の最適駆動法

高周波受信系の基本動作として、周波数変換機能は不可欠である。周波数変換用デバイスとしてダイオード、バイポーラトランジスタ、FET等が考えられるが、簡単な回路構成で高性能が実現しうることからダイオードが有利である。

高周波受信系の基本課題である妨害特性と雑音特性からダイオードの周波数変換動作を検討しダイオード混合器の最適駆動回路を研究した。

3.4.1 妨害特性

ダイオード混合器の妨害はダイオードを形成する各要素の非直線性から発生すると考えられる。ここでは、重要な妨害特性の代表である混変調特性を中心に、簡単な等価回路に基づいて導いた関係式と数種のダイオードの検討から、ダイオード混合器の妨害特性とダイオードの静特性との関係や妨害特性を最も支配する要素を解析する。

3.4.1.1 理論解析⁴⁶⁾

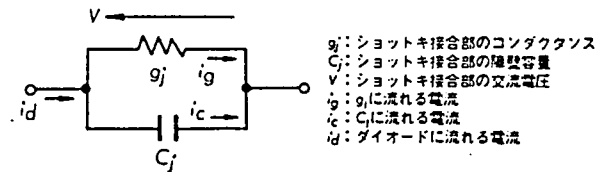
ダイオードを第3.4.1図に示す構成として、混変調特性を解析する。

ダイオードのショットキ接合部のコンダクタンス g_j および障壁容量 C_j に流れる電流 i_g 、 i_c を次に示す。

$$i_g = i_0(e^{\alpha V} - 1), \quad \alpha = q/nkT$$

$$i_c = dQ/dt = \partial Q / \partial V \cdot \partial V / \partial t$$

$$Q = C_j V, \quad V = \sqrt{2} V_{L0} \cos \omega_L t + V_i$$



g_j : ショットキ接合部のコンダクタンス
 C_j : ショットキ接合部の障壁容量
 V : ショットキ接合部の交流電圧
 i_g : g_j に流れる電流
 i_c : C_j に流れる電流
 i_d : ダイオードに流れる電流

第3.4.1図 ダイオードの簡単な等価回路

ここで、 k : ボルツマン定数($=1.37 \times 10^{-23} \text{ J/K}$)、 T : 絶対温度

i_0 : 飽和電流、 $\sqrt{2} V_{L0} \cos \omega_L t$: 局発信号、 V_i : 入力信号、 α : 定数

ダイオードの両端に局発信号を加えると、直流電流 I_D が流れ、ダイオード端子間の直流電圧は V_0 となる。 i_g を V_0 を中心とするテーラ級数で近似すると次式となる。

$$i_g = i_0 e^{\alpha V_0} \left[1 + (V - V_0) + \frac{1}{2!} (V - V_0)^2 + \frac{1}{3!} (V - V_0)^3 + \dots \right]^2 - i_0 \quad (3.4.1)$$

通常、ダイオードは $I_D = 2 \sim 3 \text{ mA}$ で変換損失は最小となる。 $\sqrt{2} V_{L0} \leq V_\phi$ であり、数種のダイオードの静特性を検討した結果、 $V - V_0 < 0.15$ となり、 e^V は $V - V_0$ の 5 次のテーラ級数で近似可能となり次式で示される。

$$i_g = i_o e^{\alpha V_0} \left[1 + \alpha (V - V_0) + \frac{\alpha}{2!} (V - V_0)^2 + \frac{\alpha}{3!} (V - V_0)^3 + \frac{\alpha}{4!} (V - V_0)^4 + \frac{\alpha}{5!} (V - V_0)^5 \right] \quad (3.4.2)$$

式(3.4.2)に $V = \sqrt{2} V_{L0} \cos \omega_L t + V_i$ を代入して、 $\cos \omega_L t$ 、に関して整理する。局発信号 $\sqrt{2} V_{L0} \cos \omega_L t$ の項のみが希望する中間周波信号を生み出すから、 $\cos \omega_L t$ のみに着目すると、混変調妨害に関するのは V_i の 1 次の係数 α_g および 3 次の係数 γ_g であり次式となる。⁴⁾

$$\alpha_g = 2A + 3B \cdot V_{L0}^2, \quad \gamma_g = 4B \quad (3.4.3)$$

ここで、

$$A = \alpha i_o e^{\alpha V_0} \cdot \frac{1}{2} (1 - V_0 + \frac{1}{2} V_0^2 - \frac{1}{6} V_0^3)$$

$$B = \alpha i_o e^{\alpha V_0} \cdot \frac{1}{24} (1 - V_0)$$

次に、障壁容量 C_j に流れる電流 i_c を検討する。

$$Q = C_j V = C_0 (1 - V/V_\phi)^{-1/2} \cdot V \text{ とすると}$$

$$i_c = C_0 \frac{\partial V}{\partial t} \left[\left(1 - \frac{V}{V_\phi}\right)^{-1/2} + \frac{1}{2 V_\phi} \left(1 - \frac{V}{V_\phi}\right)^{-3/2} \cdot V \right] \\ = -\omega_L C_0 \cdot \sqrt{2} V_{L0} \sin \omega_L t \left[\left(1 - \frac{V}{V_\phi}\right)^{-1/2} + \frac{1}{2 V_\phi} \left(1 - \frac{V}{V_\phi}\right)^{-3/2} \cdot V \right] \quad (3.4.4)$$

ここで、 C_0 : セロバイアス時の障壁容量、 V_ϕ : ダイオードの障壁電位

式(3.4.4)を、例えば 3 次のテーラ級数で近似すると次式となる。

$$i_c = -\omega_L \cdot C_0 \sqrt{2} V_{L0} \sin \omega_L t \left[1 + \frac{V}{V_\phi} + \frac{9}{8} \left(\frac{V}{V_\phi}\right)^2 + \frac{5}{4} \left(\frac{V}{V_\phi}\right)^3 \right] \quad (3.4.5)$$

式(3.4.4)に $V = \sqrt{2} V_{L0} \cos \omega_L t + V_i$ を代入して $\sqrt{2} V_{L0} \cos \omega_L t$ の項のみに着目すると混変調妨害に関する V_i の 1 次の係数 α_c 、3 次の係数 γ_c は次式の関係となる。

$$\alpha_c = \omega_L \cdot C_0 \cdot \frac{1}{V_\phi} \left(1 + \frac{15}{4} \cdot \frac{V_{L0}^2}{V_\phi^2} \right)$$

$$\gamma_c = \omega_L \cdot C_0 \cdot \frac{5}{4} \cdot \frac{1}{V_\phi^3} \quad (3.4.6)$$

3.4.1.2 実験解析⁴⁷⁾

数種のダイオードの諸定数の測定結果を第3.4.1表に示す。この表の各定数を式(3.4.3)および式(3.4.6)に代入すると、 $\alpha_g \ll \alpha_c$ 、 $\gamma_g \ll \gamma_c$ となり混変調妨害はダイオードの障壁容量の高次の非直線成分と関係し、妨害信号電圧 E_u はほぼ次式で示される。

$$E_u = V_\phi \sqrt{\frac{K}{6} \left\{ \frac{4}{5} + 3 \left(\frac{V_{L0}}{V_\phi} \right)^2 \right\}} (V_{rms}) \quad (3.4.7)$$

ここで

K :混変調率、 V_ϕ :ダイオードの障壁電位、 V_{L0} :局信号電圧

第3.4.1表 ダイオードの諸定数

諸定数 試料No.	α	i_0 (A)	V_0 (V)	$\omega_{L0}/2\pi$ (MHz)	V_ϕ (eV)
No.1	35.2	0.316×10^{-13}	0.725	750	0.85
No.2	35.0	0.332×10^{-10}	0.440	750	0.55
No.3	35.4	0.346×10^{-8}	0.380	750	0.50
No.4	38.4	0.380×10^{-6}	0.245	750	0.35

(注) i_0 :飽和電流

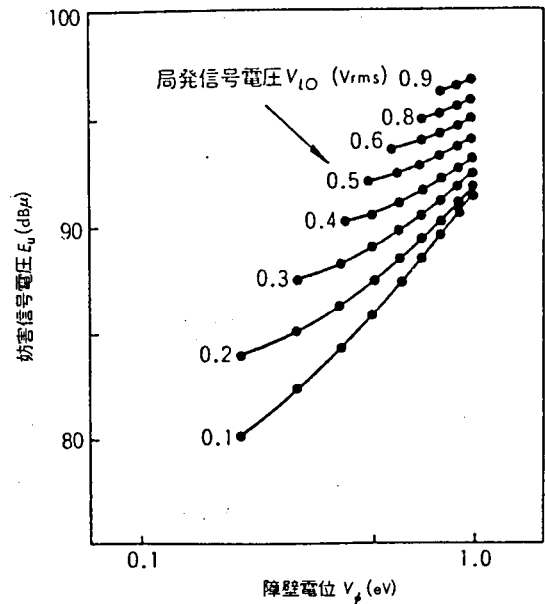
V_0 :ダイオード電流2mA時の順方向電圧

式(3.4.7)の関係式を示す第3.4.2図から、 V_{L0}/V_{ϕ} がほぼ一定の場合、障壁電位 V_{ϕ} に比例して妨害信号電圧 E_u は増加し、混変調特性は向上するといえる。

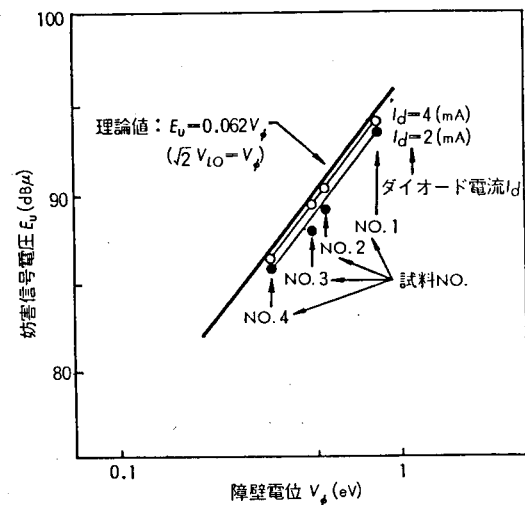
第3.4.3図は第3.4.1表の諸定数をもつダイオードの1%混変調特性の実測値と $\sqrt{2} V_{L0} = V_{\phi}$ 時の理論値を比較した結果である。局発信号の増加により、ダイオード電流が増えると $\sqrt{2} V_{L0} = V_{\phi}$ 状態となる。この時の実測値は理論値に近づくから、この関係式からダイオード混合器の混変調妨害を評価することが可能であり、次の特徴が明らかになった。

- 1) 妨害特性はショットキ接合部のコンダクタンスと障壁容量の並列接続とする簡単な等価回路から解析が可能である。
- 2) 妨害の発生は障壁容量の高次の非直線成分と関係がある。
- 3) 妨害特性は障壁電位に依存し、障壁電位が増加すると向上する。
- 4) 妨害特性は、障壁電位の増加に比例した局発信号の増加によって、向上する。そこで外部に付加する負の直流バイアス回路で等価的に障壁電位を高めれば妨害特性は向上する。

検討結果を示す第3.4.3図や前述の第3.2.19図と第3.2.22図およびバイポーラトランジスタ、デュアルゲートMOSFET、ダイオードを用いた混合器の妨害特性を比較した結果²⁵⁾より、ダイオードの妨害特性は他の周波数変換用デバイスより優れている。そこで、妨害特性が最も重要となる多数チャネル受信回路に適した周波数変換用デバイスは、ダイオードと結論づけられる。



第3.4.2図 1%混変調特性と障壁電位の理論的關係



第3.4.3図 1%混変調特性の実測定値と理論値の比較

3.4.2 雑音特性⁴⁸⁾

混合器が他から受ける混変調妨害、混信妨害等以外、他に妨害を与える局発漏洩電圧による妨害がある。局発漏洩電圧による妨害を改善するために二重平衡形式が適当である。そこで、多数のチャンネル間の妨害と局発漏洩電圧による妨害を低減させ、広帯域高周波受信システムに適した混合器は二重平衡型ダイオード混合器といえる。

二重平衡型ダイオード混合器は第3.4.4図に示す回路構成であり、各端子に加える信号の種類により諸特性を比較したのが第3.4.5図である。変換損失、局発漏洩電圧、高調波妨害を少なくすると同時に、局部発接回路を安定にするため局発注入電力を低くする必要があるなどの点から⑤の端子接続法が適している。

ここでは、第3.4.4図の基本構成にイメージリカバリ方式を適用し、変換損失の低減を実現した。

3.4.2.1 イメージリカバリ方式

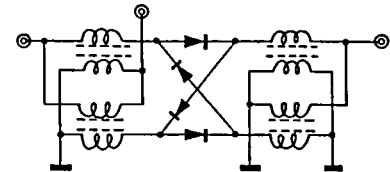
イメージリカバリ方式では、周波数変換時に中間周波数と同時に出力側に発生するイメージ周波数をリアクタンス負荷により入力側に反射させ局部発振信号との作用により再び中間周波数が作られる。

その結果、受信希望信号は完全に中間周波信号に変換されるが、リアクタンス負荷によりイメージ周波数帯の熱雑音は発生しないので、混合器の出力側の信号対雑音比は向上し、雑音特性が改善される。変換損失に関して、ほぼ次の関係式が成り立つ。

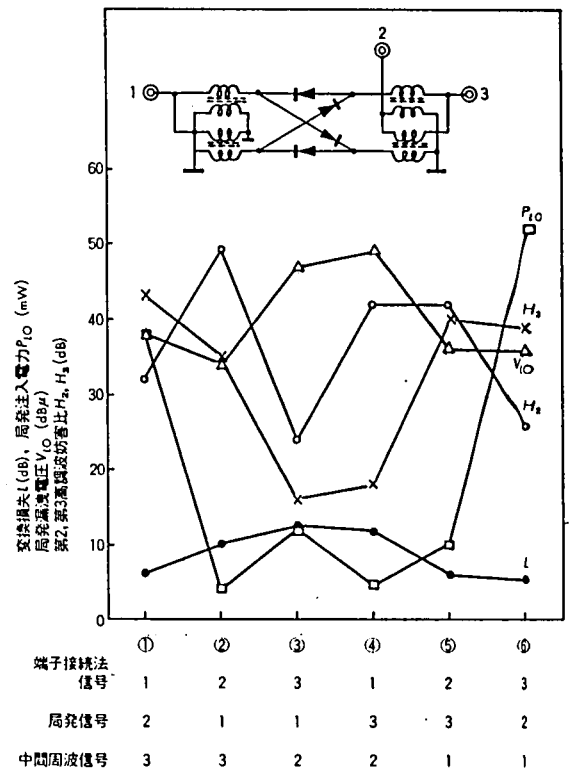
$$P_r = P_i + P_{\text{image}}$$

$$L = P_r / P_i = 1 + (P_{\text{image}} / P_i)$$

$$\Delta L = \frac{2}{1 + (P_{\text{image}} / P_i)}$$



第3.4.4図
二重平衡型ダイオード混合器



第3.4.5図
二重平衡型ダイオード混合器の諸特性

ここで、

P_r :受信希望信号電力、 P_i :中間周波信号電力

P_{image} :イメージ信号電力

L :変換損失、 ΔL :変換損失の改善量

上記の関係を第3.4.6図に示す。イメージ周波数成分が反射(反射量: $|P_{image}/P_i|$)されると変換損失は最大3dB程度低減され、雑音特性の向上が期待される。

3.4.2.2 回路構成および特徴

ここで開発したイメージリカバリ方式による二重平衡形ダイオード混合器の回路構成は第3.4.7図となる。本回路の構成上の特徴を次に示す。

1) 出力側トランスの漏洩インダクタンスを用いる。

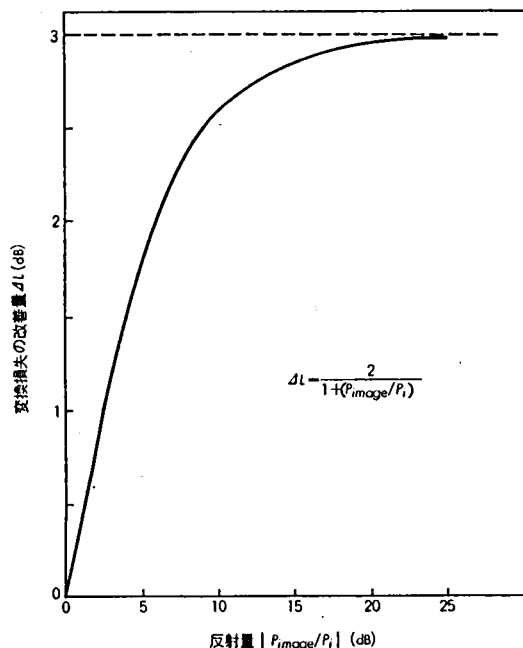
2) 出力側に容量 C_o を付加している。

漏洩インダクタンスと容量 C_o とから形成される低域通過フィルタにより、イメージ周波数に対してリアクタンス負荷を実現している。その結果、イメージ周波数成分は入力側に反射するので、この低減通過フィルタによるイメージ周波数の減衰量はイメージ周波数の反射量に等しくなるといえる。第3.4.8図は出力側付加容量値に対する低域通過フィルタの周波数特性である。

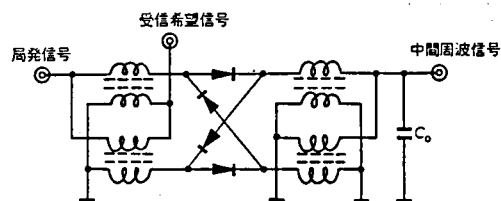
出力側付加容量値の増加につれて、この低域通過フィルタの高域での減衰量が増加し、イメージ周波数の反射量が大きくなると考えられる。

第3.4.8図を用いて、具体的に説明する。受信希望信号周波数 f_d が200MHz、中間周波数 f_i が550MHz局発周波数 f_{L0} が750MHzの場合、中間周波数($=f_{L0}-f_d$)以外に出力側に発生するイメージ周波数 $f_{L0}+f_d$ は950MHzとなる。

出力側付加容量値 C_o が6pF時、イメージ周波数の反射量に等しくなるこの低域通過フィルタ

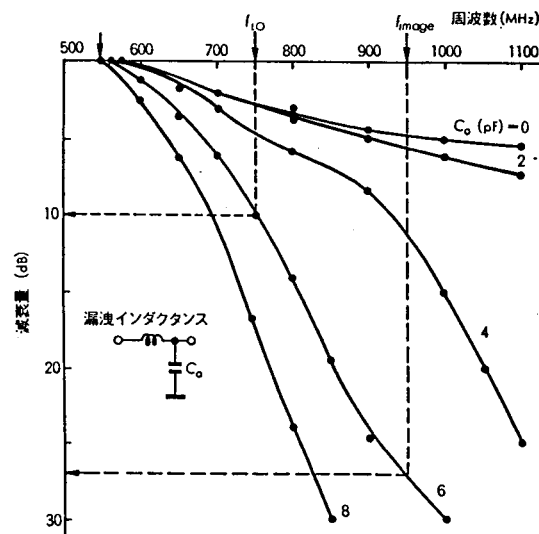


第3.4.6図 変換損失の改善特性



第3.4.7図

イメージリカバリ方式二重平衡型ダイオード混合器

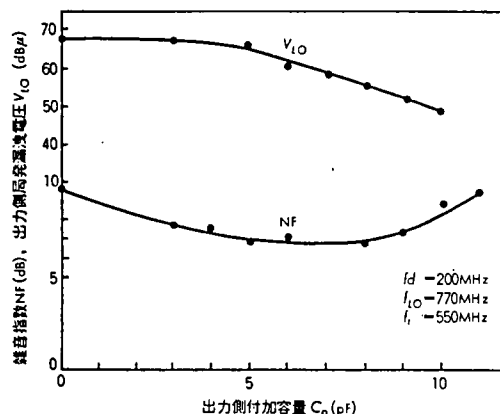


第3.4.8図

低域通過フィルタの周波数特性

の減衰量は27dBとなり、第3.4.6図から変換損失が低減され雑音指数が向上する。同時に出力側に現れる局発漏洩電圧もこの低域通過フィルタにより、約10dB減衰される。

出力側付加容量が二重平衡型ダイオード混合器に与える影響を示す第3.4.9図から次の特徴が明らかになった。



第3.4.9図 出力側付加容量の効果

1) 出力側付加容量の最適値が存在する。こ

の最適値より小さい場合、低域通過フイ

ルタによるイメージ周波数の反射量が低下し、大きい場合は低域通過フィルタのシャ断周波数が低下することにより中間周波出力が減少し、雑音指数が劣化する。

2) 出力側付加容量 C_o が $6 \sim 8$ pF でイメージリカバリ効果が著しく現れ、雑音指数は $2 \sim 2.5$ dB 改善される。

3) 出力側の局発漏洩電圧が低域通過フィルタにより $10 \sim 15$ dB 低減される結果、後続する回路に与える妨害が弱まり、第2章の2.2.3で述べたビート妨害等の発生が低減される。

3.4.3 結 言

高周波受信系の基本課題である妨害特性と雑音特性からダイオード周波数変換動作を検討した。妨害特性に関しては、ダイオードをPN接合部のコンダクタンスと障壁容量の並列接続とする等価回路から解析しうることを示した。解析の結果、妨害は、障壁容量の高次の非直線成分から発生し、障壁電位の高いダイオード程、妨害特性は優れていることを明らかにした。雑音特性に関しては、二重平衡形ダイオード混合回路の変換損失を低減して雑音特性を向上させるために、イメージリカバリ方式の構成を検討した。この構成は、二重平衡形ダイオード混合回路の中間周波信号出力側のトランスの漏洩インダクタンスと出力側に付加した容量とから形成される低域通過フィルタから成り立っている。

以上、ダイオード周波数変換動作を妨害特性と雑音特性から解析し、妨害の発生原因や低減損失、低雑音化の方法を明らかにした。これらの検討から、広帯域高周波受信システムにおける混合器としては、イメージリカバリ方式による二重平衡形ダイオード混合回路が適していると結論づけられる。

3.5 結 論

高周波受信回路の妨害および雑音性能を向上させるために重要な課題とし高周波半導体デバイスの特徴と最適駆動法を明らかにした。

高周波半導体デバイスとして、バイポーラトランジスタ、デュアルゲートMOSFET、GaAsMESFET、GaAs可変容量ダイオード、GaAsIC化デバイス、ミキサダイオードに着目し、解析した結果、次の結論をえた。

1) バイポーラトランジスタを用いた高周波増幅回路の利得制御時の妨害性能および通過帯域特性と入力電圧定在波比特性は利得制御方式や接地方式で著しい相違がある。順方向利得制御時の混変調特性は逆方向利得制御時に比較して性能が優れている。順方向利得制御時、これらの特性はベース接地方式がエミッタ接地方式より優れているため、バイポーラトランジスタによる高周波増幅器では、ベース接地方式による順方向利得制御方式が適しているが混変調妨害の改善には限界がある。

2) バイポーラトランジスタに代わって、混変調妨害を改善させる高周波半導体デバイスはデュアルゲートMOSFETである。利得制御時の混変調特性および通過帯域特性と入力電圧定在波比特性を向上させるためには、デュアルゲートMOSFETの第2ゲートを逆方向に利得制御することが基本的な駆動方法である。

デュアルゲートMOSFET混合回路は高い局発注入電圧を必要とするが、最適な動作点に設定すると混変調特性はバイポーラトランジスタより著しくすぐれる。局発信号を注入する端子は第1ゲートが適しており、第2ゲートへ注入する場合より低い局発信号電圧でも最適駆動が可能である。

3) GaAsMESFETは、SiのMOSFETと同様な特徴を持っているが、低電圧駆動と低雑音特性が著しい。UHF帯以上では雑音指数がMOSFETに比較して1dB以上すぐれ、3Vと低い電圧でも最適駆動が可能であり、UHF帯の同調形の増幅回路や混合回路にはGaAsMESFETが最も適している。

4) GaAs可変容量ダイオードは、Si可変容量ダイオードに比較して直列抵抗値が約 $1/3$ と低く、高Qの同調回路を形成しうる結果、雑音指数と隣接チャネルやイメージ信号周波数に対する選択度を著しく改善することが可能である。

5) GaAsIC化広帯域増幅器は高周波受信回路のモノリシックIC化を目指すデバイスである。VHFからUHFにわたって広帯域特性がえられており雑音指数は1.7dBと

著しく低い。非直性歪特性も I_{DSS} の最適設計により、優れた性能がえられ、広帯域共通増幅器として GaAs IC 化広帯域増幅器が、現在のところ、最も適している。

- 6) ダイオードを周波数変換用デバイスとして用いる場合、妨害特性はダイオードを PN 接合部のコンダクタンスと障壁容量の並列接続とする等価回路から解析し得る。妨害特性を向上させるためには、障壁電位の高いダイオードが有利である。

- 7) 広帯域高周波受信システムに適した混合器は二重平衡形ダイオード混合回路である。

この二重平衡形ダイオード混合回路の中間周波信号出力側トランスの漏洩インダクタンスと出力側に付加した容量から形成される低域通過フィルタにより、イメージカバリ効果が生じ、二重平衡形ダイオード混合器の変換損失と雑音指数の低減が実現される。

以上の結論は第 4 章の応用例で具体化されている。

第 4 章 具体的設計法と応用

4.1 概 説

第 4 章は、第 2 章、第 3 章で確立した高周波受信回路の受信方式や高周波半導体デバイスの最適駆動化に基づいて実用化した 64 チャンネル CATV UP/DOWN コンバータやその開発過程で実用化し、本研究による設計法が妥当性を持つことを実証したテレビ受像機や VTR 用のチューナおよびブースタ、更に、今後、無線系ニューメディアの代表として発展が期待されている衛星放送に不可欠な衛星放送受信機用チューナの具体的設計法と開発結果を述べる。

4.2 から 4.4 では、テレビ受像機や VTR の受信系に不可欠なチューナやブースタの開発結果を記述している。

4.2 のオールバンド電子同調チューナは、VHF 部にデュアルゲート MOSFET、UHF 部に PIN ダイオード信号減衰器を導入した結果、混変調特性の著しい向上を実現し、Si 可変容量ダイオードにより電子同調化したオールバンドチューナである。

4.3 の GaAs デバイスを用いた高性能電子同調チューナは、特に UHF チューナ部にデュアルゲート GaAs MESFET と GaAs 可変容量ダイオードを採用し、雑音特性と混変調特性の向上を達成している。この UHF 電子同調チューナの雑音指数は VHF 電子同調チューナとはほぼ同等であり、米国の FCC 規格⁵⁾に十分合致するものである。従来、雑音性能が悪かった UHF テレビ受像機の高 S/N を実現させている。

4.4 の VTR 用超小形・低雑音ブースタは、GaAs IC 化広帯域増幅器を用い、特に VTR 用として高 S/N 画像を実現するのに有効な VHF 帯の超小形ブースタである。

以上のチューナ、ブースタは当社が量産中のテレビ受像機および VTR 用チューナ、ブースタとして、国内市場占有率 50% 以上、海外市場占有率 20% 以上を占めている。

4.5 の衛星放送受信機用チューナは 3 次の相互変調妨害、局発漏えい電圧の低減を実現するために、入力フィルタ部、高周波増幅部、周波数変換部に詳細な検討を実施した。本チューナは衛星放送受信機用チューナとして、他社に比較して小型形状でかつ高性能特性であるため、国内市場占有率 50% を達成している。

4.6の多数チャンネルCATV UP/DOWNコンバータは本研究の集大成であり、64チャンネル間で生じる相互変調妨害や混変調妨害の低減を実現したCATV用の受信ユニットである。更に、米国CATVの多数チャンネル化の今後の動向に対処した82チャンネル化と低雑音指数を実現した新しいCATV UP/DOWNコンバータの開発結果も述べている。

本CATV UP/DOWNコンバータは、米国に輸出中であり、米国市場占有率20%以上を達成している。

4.2 オールバンド電子同調チューナ⁴⁹⁾

テレビ受像機用電子同調チューナは、高周波回路の無接点化による信頼性の向上、選局機能の向上、多様化の可能性などの面で注目されてきているが、チューナ本来の機能としての電気性能については、従来のコイル切り換え、またはバリコンによる機械式チューナに比べて、やや劣るものとされている。

電子同調チューナとして従来のLC同調回路を、可変容量ダイオードを含む同調回路に置き換えた形式では、可変容量ダイオードやスイッチングダイオードの損失などのために電気性能が劣るのはむしろ当然といえる。

もともと電子同調チューナが最初に普及した西欧では、一地区で受信できる放送局数が少ないという電波事情などもあり、妨害排除能力などについてあまり問題とされなかった。

わが国のように、多数の大電力局から至近距離にある大都市部から、遠距離の微弱電波を受信する山間部まで、種々な電波環境のもとで使用される受像機には、どのような状況でも十分に動作する高性能なチューナを使用する必要がある。わが国で電子同調チューナを大幅に採用できなかった理由の一つは、従来のチューナに比較して電気性能の面で今一步劣る点があったためである。

4.2では、このような観点から電気性能の高性能化に取り組み、新しい半導体素子の導入、新回路構成の検討により、雑音指数、妨害排除特性、安定度を含む電気性能全般の向上を実現したテレビ受像機用電子同調チューナの標準品となりえるオールバンド電子同調チューナについて述べる。

4.2.1 基本構成

本チューナの構成は、第4.2.1図に示す通りである。ここには新しく開発された4種の半導体が導入されている。それらを次に示す。

1) VHF RF増幅用

デュアルゲートMOSFET 3SK49

2) UHF RF増幅用

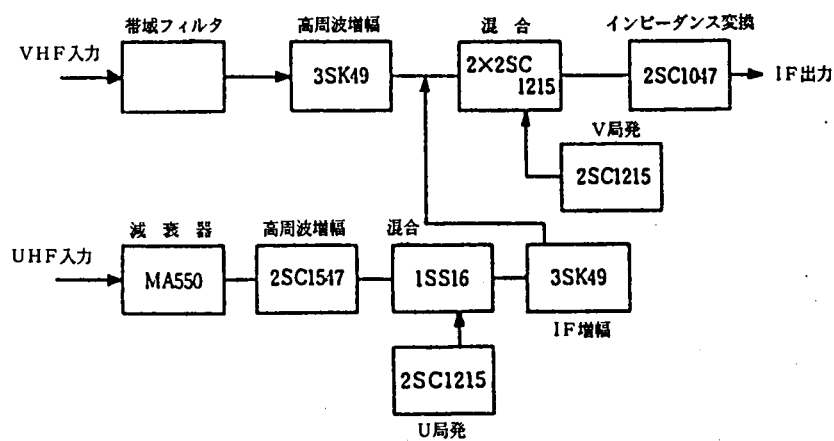
バイポーラトランジスタ 2SC1547

3) VHF バンド切換え用

スイッチングダイオード MA56

4) UHF 利得制御用

ピンダイオード MA550



第4.2.1図 オールバンド電子同調チューナの構成

従来品との主要性能の比較を第4.2.1表に示す。

雑音指数の改善には上記の高周波増幅素子の低雑音化が大きく貢献しており、妨害排除特性のうち、混変調特性についても、VHF部については、MOSFET高周波増幅器の採用、UHF部については、ピンダイオードによる信号強度の制御が効果的である。その他の妨害信号に対して、同調回路の選択特性の検討からVHF入力回路のLバンド、Hバンド各々にバンドパスフィルタを設けることによりイメージ妨害、IF信号妨害、1/2周波数妨害について改善をはかっている。

その他、チューナ内部の安定化電源による局部発振回路の駆動、また、互換性、サービス性の向上のためのIF出力インピーダンスの広帯域75Ω化などがこのチューナの特徴である。

第4.2.1表 新半導体素子の特性

a) VHF MOS FET

	3SK49	3SK39	条 件
電力利得(dB)	20	18	$V_{DS}=10V$ $V_{G2S}=5V$
雑音指数(dB)	3.0	3.5	$I_D=8mA$ $f=200MHz$

b) UHF RF増幅バイポーラトランジスタ

	2SC1547	2SC761	条 件
電力利得(dB)	16	12	$V_{CC}=11V$ $V_{AGC}=3V$
雑音指数(dB)	3	4.5	$f=800MHz$
f_T (MHz)	900	700	$V_{CB}=10V$ $I_E=3mA$

c)スイッチ用ダイオード

	MA56	MA53	条 件
接合容量(pF)	1.3	1.3	$V_R=15V$ $f=1MHz$
直列抵抗(Ω)	0.4	0.7	$I_F=10mA$ $f=100MHz$
直列抵抗(Ω)	0.55		$I_F=10mA$ $f=200MHz$

d)アッテネーション用ピンダイオード

	MA550	条 件
接合容量(pF)	0.5	$V_R=30V$ $f=1MHz$
直列抵抗(Ω)	4	$I_F=20mA$ $f=100MHz$
	3k	$I_F=0mA$ $f=100MHz$

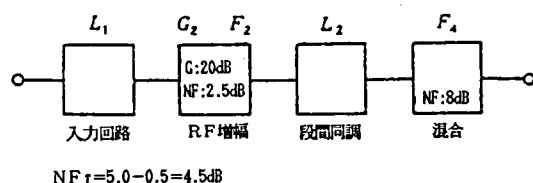
4.2.2 VHF受信部

4.2.2.1 VHF周波数選択回路

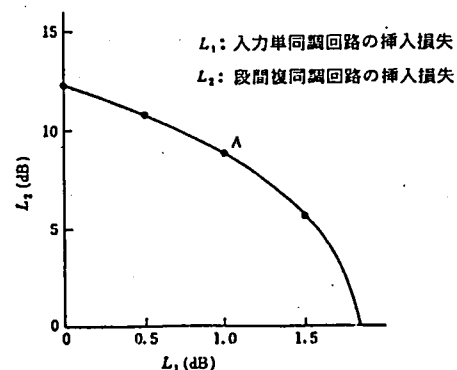
選択回路の特性は、雑音指数、イメージ妨害比から決定した。チューナの所要性能として

NF_T : 5dB、イメージ妨害比 : 80dBを定め、第4.2.2図の構成を考える。

入力回路の不整合損失0.5dB ($VSWR < 2$)を見込んで、 $NF_T = 5dB$ を確保するための入力回路、段間同調回路の挿入損失の関係を第4.2.3図に示す。



第4.2.2図 回路構成



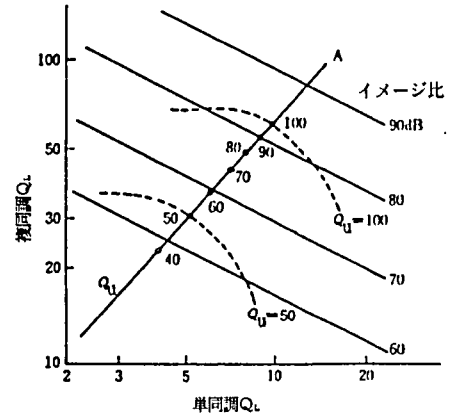
第4.2.3図 挿入損失の関係

単同調結合回路の周波数特性は、

$$\frac{P(f)}{P(f_0)} = \frac{1}{1 + (yQ_L)^2} \quad (4.2.1)$$

複同調結合回路(臨界結合)の周波数特性は、

$$\frac{P(f)}{P(f_0)} = \frac{4}{4 + (yQ_L)^4} \quad (4.2.2)$$



第4.2.4図 同調回路のQとイメージ比

挿入損失はいずれの場合も次式で示される。

$$L = -10 \log \left(1 - \frac{Q_L}{Q_u} \right)^2 \quad (\text{dB}) \quad (4.2.3)$$

(複同調回路の場合、一次側と二次側の負荷Qは等しいとする)

ここで、 $y = (f/f_0) - (f_0/f)$

Q_u = 同調回路の無負荷Q

Q_L = 負荷Q

前述の関係式から、219MHzにおける単同調入力回路、複同調段間回路を含めてえられるイメージ妨害比は第4.2.4図のようになる。

さらに、同調回路の Q_u をすべて等しいとすると、挿入損失との関係より Q_u とイメージ妨害比の関係は第4.2.4図の破線で示すようになる。イメージ妨害比は、 Q_u を一定とすれば、A線上においてほぼ最大となり、イメージ妨害特性の向上からはこのような選択特性の配分が望ましい。

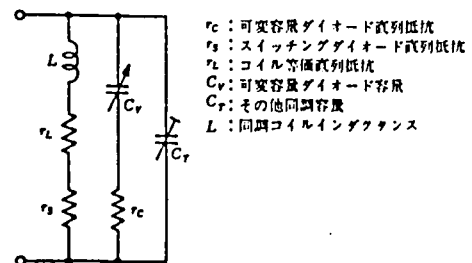
この時、イメージ妨害比80dBを得るには $Q_u = 90$ とすることがある。

一方219MHzにおける同調回路は第4.2.5図のように表わせる。この時、同調回路の Q_u は、

$$Q_u = \frac{\omega L}{r_L + r_S + r_{C_T}} \quad (4.2.4)$$

ただし、

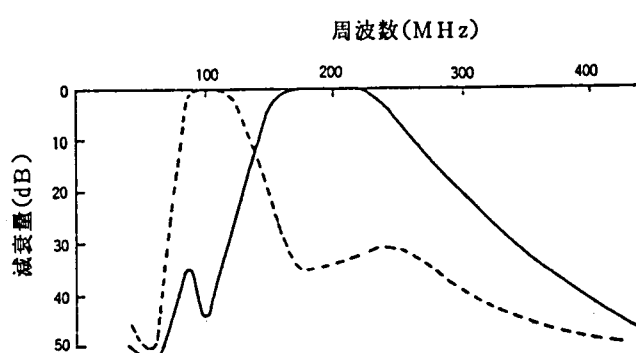
$$r_{C_T} = r \frac{C_V}{C_V + C_T}$$



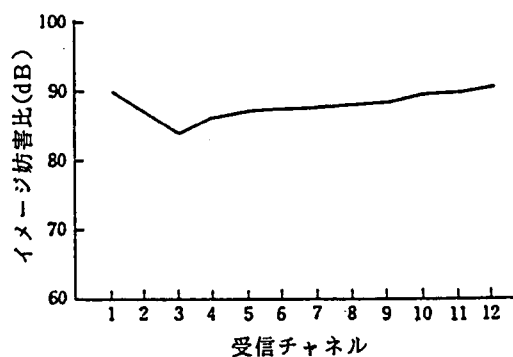
第4.2.5図 同調回路の等価回路

可変容量ダイオードMA320($r_C : 0.8\Omega$)、MA56($r_S : 0.4\Omega$)を用い、 $Q_L=100$ とすれば、 $Q_u=57.5$ となり、得られるイメージ妨害比は68dBとなる。

イメージ妨害比を所要の値まで向上させるために、入力回路にバンドパスフィルタを設ける。フィルタの挿入損失0.5dBを見込んで、同様の計算を行なうと、2つの同調回路によるイメージ妨害比は64dBとなり、イメージ周波数において少なくとも16dBの減衰特性を有するフィルタを接続することにより、イメージ妨害比80dBのチューナは設計可能となる。このフィルタの選択特性を第4.2.6図に示す。チューナ内部の配置、アース、シールドを十分考慮することにより、上記の選択回路、フィルタで、ほぼ設計通りの第4.2.7図のようなイメージ妨害比特性が得られる。



第4.2.6図 入力回路の帯域フィルタ特性



第4.2.7図 イメージ妨害比

4.2.2.2 VHF高周波増幅回路²⁹⁾³⁰⁾

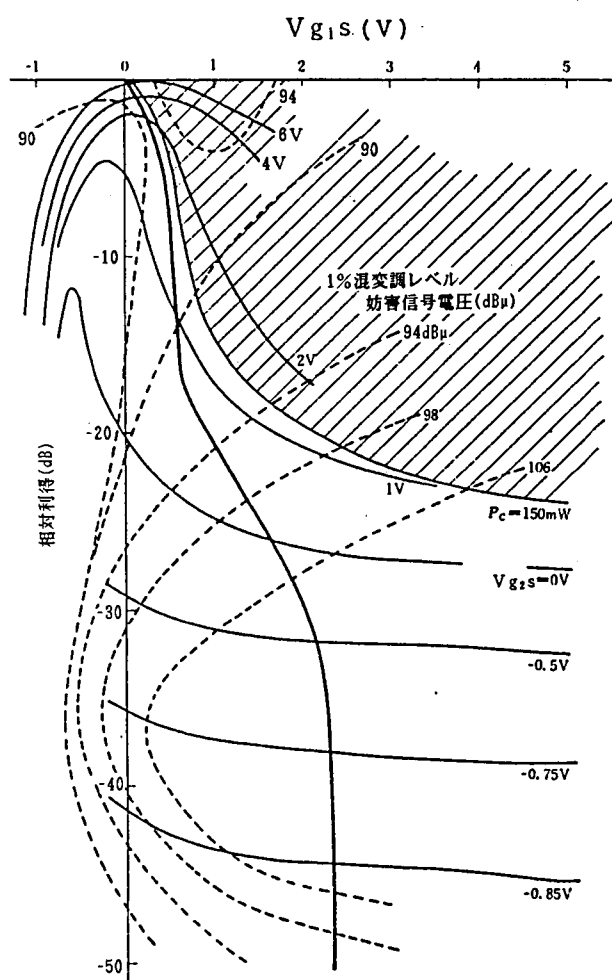
チューナの混変調特性を改善するために、高周波増幅回路にデュアルゲートMOSFETを採用することが必要であることを第3章で述べた。これは混変調妨害が、前段に有効な周波数選択回路を持たない初段増幅器で起こりやすいためである。高周波増幅素子としてはこのほか、低雑音であること、十分な利得がえられること、広い利得制御範囲を有することが必要である。

今回、高周波増幅素子として用いた3SK49は、第4.2.1表のごとく低雑音、高利得の素子であり、混変調特性と利得制御量について最適動作点がえられるようにバイアス回路を決定した。

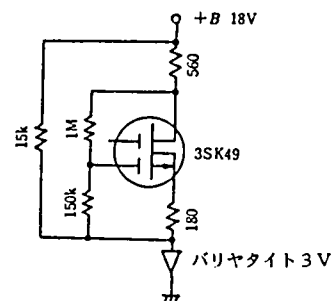
3SK49の第1ゲート・ソース間電圧 V_{g1s} 、第2ゲート・ソース間電圧 V_{g2s} に対する相対利得、混変調特性の一例を第4.2.8図に示す。

P_c が規格をこえないように斜線部分以外で動作させるとし、利得制御量の大きな部分でも良好な混変調特性をえるためには、 V_{g2s} で利得制御を行ない、同時に V_{g1s} をやや順方向にバイアスするとよい。

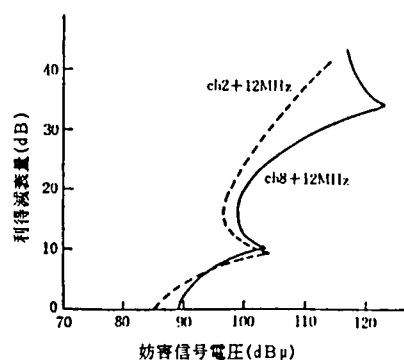
実際の回路での動作点は図の太実線のようにになっている。また、このような動作点を得るためには、第4.2.9図のようなバイアス回路を構成し、電圧依存性抵抗器(例えば、バリヤタイト)を用いて、利得制御用電圧9.5~1.5Vで45dB以上の利得制御量をえており、第4.2.10図に実現した混変調特性を示す。



第4.2.8図 V_{g1s} , V_{g2s} に対する
相対利得、混変調特性



第4.2.9図 バイアス回路

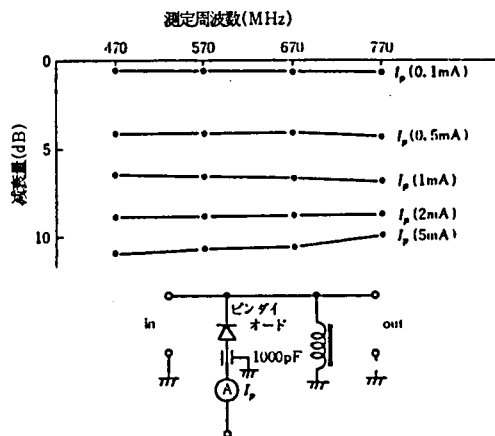


第4.2.10図 混変調特性

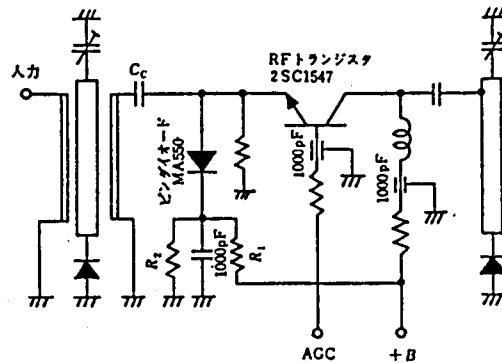
4.2.3 UHF受信部

4.2.3.1 入力回路

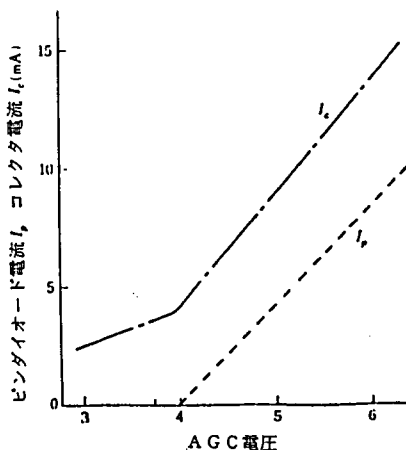
混変調特性の改善と利得制御範囲の拡大のために、入力回路にピンダイオードで構成した信号減衰器を設けた。ピンダイオードMA550は第4.2.11図に示す通りダイオードに流れる電流 I_p により内部抵抗が増減し、これを抵抗減衰器として使用する。第4.2.12図はピンダイオードを用いた入力回路であり、MA550のカソード電圧を R_1 と R_2 の分割により最大利得となるAGC電圧より約1.4V低い電圧(トランジスタのE-B電圧とMA550の電極間電圧の和)に設定する。第4.2.12図の回路において、AGC電圧を上げていった時の電流配分および利得減衰量を第4.2.13図と第4.2.14図に示している。 I_p はAGC電圧が4Vの時から流れはじめ約10dBの減衰をえる。トランジスタによる減衰量 GR_{TR} は4.5Vから増加するため、4~4.5V間はピンダイオードによる減衰量 GR_{pin} のみである。



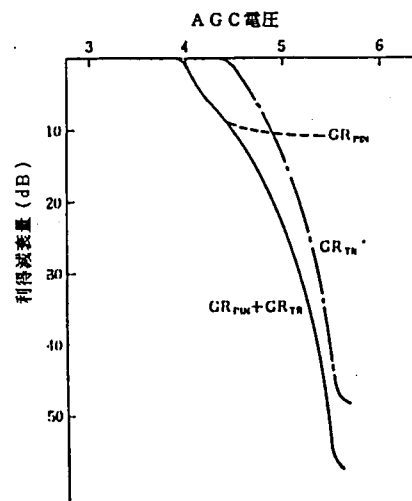
第4.2.11図 ピンダイオード減衰特性



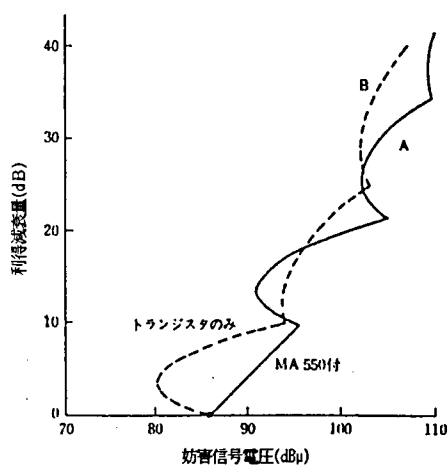
第4.2.12図 ピンダイオードを使ったRF増幅回路



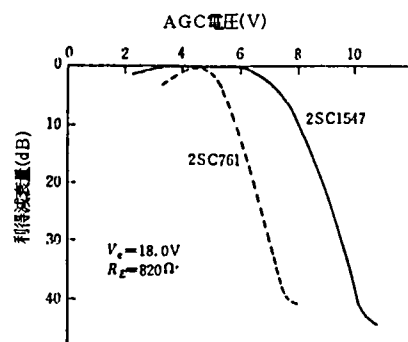
第4.2.13図 AGC電圧に対するピンダイオード電流とコレクタ電流



第4.2.14図 AGC電圧に対するピンダイオード、トランジスタによる減衰



第4.2.15図 混変調特性



第4.2.16図 RFトランジスタの利得減衰量

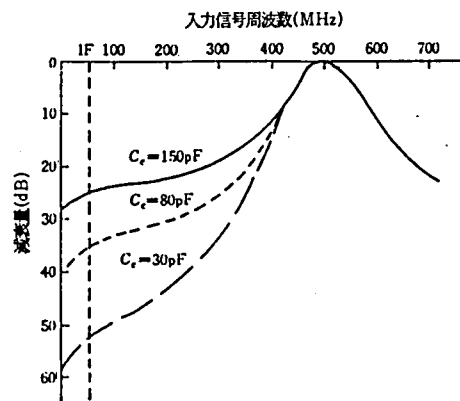
従ってバイポートランジスタの一般的な混変調特性である2～5dB利得減衰時の特性悪化はピンダイオードの約10dBの減衰により避けることが可能となり、第4.2.15図の特性を与える。

第4.2.15図の実線がピンダイオードMA550を用いた回路で一般の回路に比較して、最悪点における改善度は約10dBであり、最悪点が利得最大時になり、デュアルゲートMOSFETを用いたVHFチューナの混変調特性に近付いている。

このような回路に用いるトランジスタとしては、AGC電圧に対して利得最大付近の利得制御量の変化が少ないものが適している。第4.2.16図に示すように、従来のトランジスタ2SC761に比較して、新開発の2SC1547はAGC電圧3～6V間においてほとんど利得に変化がない。従って、ピンダイオードの減衰開始点とトランジスタの減衰開始点との差が十分に存在しピンダイオードのみの減衰がえられる。2SC761は、ピンダイオードの減衰が進行中にトランジスタの減衰が開始される可能性があり、2SC1547に比べて不適当である。

第4.2.12図の回路において、ピンダイオードのバイアス電圧を電源電圧から抵抗分割により得ているが、安定度を高めるため低抵抗になり電流がきわめて多くなる。従って、実際の回路では電圧依存性抵抗器(バリヤタイト)の3Vのものを用いている。

中間周波(IF)妨害比の改善には、入力選択度特性を狭帯域にして中間周波(IF)帯における減衰度を大きくする方法もあるが、可変容量ダイオードを用いた同調回路では高性能化は望めない。しかし、トランジスタの入力へ結合する第4.2.12図における結合コンデンサ C_c の容量を選ぶことにより改善できる。第4.2.17図は結合コンデンサ C_c の容量を変えた時の500MHz受信の帯域特性であり、 $C_c=30\text{PF}$ が望ましい。



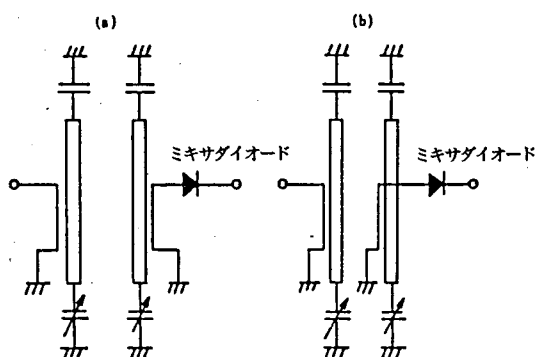
第4.2.17図 入力選択度特性

4.2.3.2 段間同調および混合回路⁵⁰⁾

可変容量ダイオードの低い Q によりイメージ妨害比、 $1/2$ 周波数妨害比を所要の値とすることはきわめて困難である。共振線路の無負荷 Q を450、可変容量ダイオードの無負荷 Q を40とした場合、単同調入力回路、段間複同調回路で構成すると、式(4.2.1)と式(4.2.2)でVHFと同様の計算を行なうとイメージ妨害比は約50dBとなる。従って、50dB以上の性能を得るために、段間同調回路と関連する回路の選択度特性に減衰極をつくり改善した。第4.2.18図(a)は一般的な混合回路への結合回路であるが、第4.2.18図(b)のように段間同調回路の共振線路間隔を狭めるとともに、混合用ダイオードへの結合ループの位置を、段間2次側共振線路の近くに設置した。

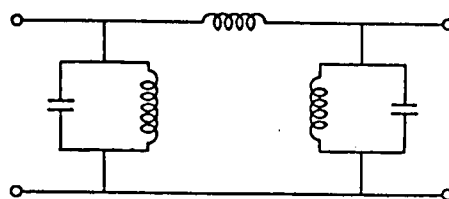
これらの等価回路は、第4.2.19図(a)(b)に示すようになり、(b)に示す結合容量 C_s を持ち、イメージ周波数における並列共振現象により、減衰極が生じる。

第4.2.20図にイメージ妨害比のイメージ減衰極による性能を示す。この減衰極は同調周波数の変化に従って同方向に移動するが、完全にトラッキングすることは不可能であるため、減衰極を受信周波数の中心部で最大の効果があるようにするのが最も適切である。

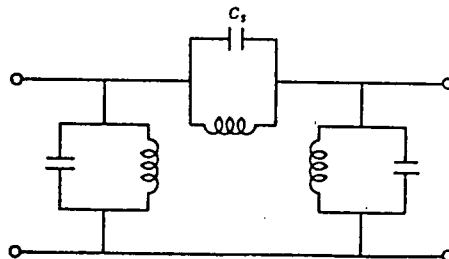


第4.2.18図 混合回路への結合回路

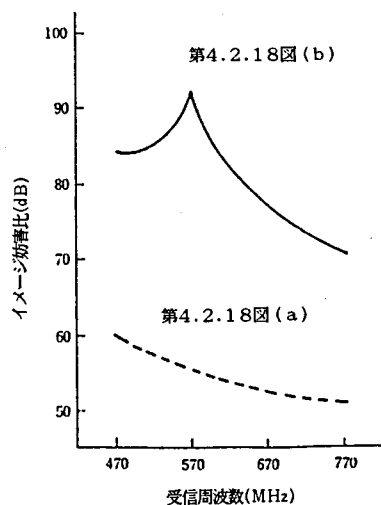
第4.2.18図 (a)の等価回路



第4.2.18図 (b)の等価回路



第4.2.19図 段間同調回路の等価回路

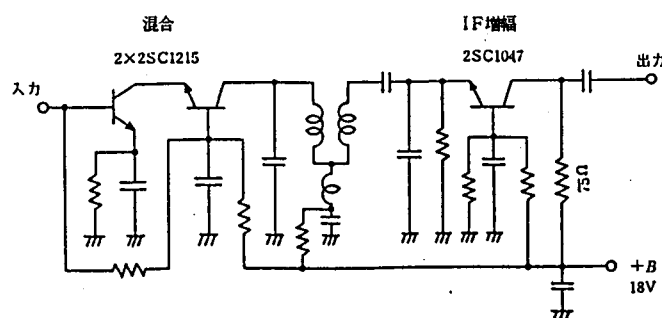


第4.2.20図 減衰極による
イメージ妨害比特性

4.2.4 IF出力回路

チューナ部と中間周波増幅回路の結合には多くの方法があるが、テレビ受像機の生産を簡易化する一つの方法として、チューナの出力インピーダンスを純抵抗 75Ω にする方法がある。従来の方法はチューナの出力同調回路と中間周波増幅回路の入力同調回路とを、適当な長さの同軸ケーブルを結合素子として、複同調回路を形成している。この方法では中間周波増幅回路の調整と同時にチューナの出力同調コイルを調整する必要があり不便である。しかし純抵抗 75Ω であれば、チューナ自体で調整を完了しておき、中間周波増幅回路が 75Ω の出力インピーダンスを持つ信号発生器で調整されると、生産工程の最終段階でチューナと接続することも可能となる。第4.2.21図はVHF混合段からIF出力までの回路で、出力トランジスタのコレクタに並列に 75Ω の抵抗を入れているので出力インピーダンスは、ほとんどこの抵抗で決定され、出力インピーダンスはVSWRで1.3以内である。

UHF放送受信時には、VHF混合段はIF増幅器として動作するが、その前段、すなわち、UHFチューナ変換出力のIF増幅として、デュアルゲートMOSFET(3SK49)による一段増幅器が用いられている。これはUHF受信時における混変調特性、雑音指数の改善およびVHF受信時の感度とのバランスをとるためである。このデュアルゲートMOSFETによるIF増幅段には利得制御用電圧が印加できるようになっており、VHF高周波増幅用のデュアルゲートMOSFETと利得制御特性をほぼ同一にしているため、それぞれのデュアルゲートMOSFET増幅器を、共通に、利得制御することが可能である。



第4.2.21図 IF出力回路

4.2.5 結 言

オールバンド電子同調チューナの標準品として開発した本電子同調チューナでは、特に混変調特性と雑音特性の向上が実現されている。

VHF部には、デュアルゲートMOSFETが業界で最初に導入されており、UHF部にはPINダイオード減衰器が採用され、混変調特性が著しく向上した。

第4.2.2表に代表性能を示す。このオールバンド電子同調チューナはカラーテレビ受像機の高性能・高画質化に著しく貢献するものと確信する。

第4.2.2表 代表性能

項 目	バンド	実測値	条 件
電力利得(dB)	V _L	36	
	V _H	31	
	U	35	
利得制御量(dB)	V	50	
	U	50	
雑音指数(dB)	V _L	4.5	
	V _H	5.0	
	U	6.0	
イメージ妨害比(dB)	V	85	
	U	70	
I F 妨害比(dB)	V	85	
	U	90	
1%混変調特性(dB μ)	V	86	
	U	90	
局発漂動(KHz)	V	± 300 以内	最悪値 $f_u = f_d \pm 12\text{MHz}$
	U	± 500 以内	$+ B \pm 10\%$
局発漂動(KHz)	V	± 200 以内	25℃上昇
	U	0~400以内	

〔注〕 V_L : VHFのチャンネル1~チャンネル3

V_H : VHFのチャンネル4~チャンネル12を示す。

4.3 GaAsデバイスを用いた高性能電子同調チューナ⁵¹⁾

UHFテレビ放送の普及に伴って、UHFテレビ受像画質のうち雑音および妨害性能をVHFテレビ受像画質まで向上させることが要望されてきた^{52) 53)}。これらの性能を定める大きな要因であるUHF電子同調チューナの雑音および妨害特性は、VHF電子同調チューナに比較して劣っており、FCC(米連邦通信委員会)の新規準⁵⁴⁾に合致するように、特にUHF電子同調チューナの雑音指数を改善する必要がある。

UHF電子同調チューナの雑音および妨害特性を定める高周波増幅素子としては、従来、バイポーラトランジスタやデュアルゲートMOSFETが用いられてきたが、VHF帯の素子に比較して雑音指数は1～2dB劣っている。

同調素子として用いられているSi可変容量ダイオードもVHF帯の特性に比較して挿入損失が1～2dB多いため、従来のUHF電子同調チューナと同程度まで低雑音化することが不可能となっていた。

妨害特性がすぐれている既存のデュアルゲートMOSFETの入出力容量値は大きく、可変容量ダイオードによる同調周波数の可変範囲がせまくなる結果、広帯域にわたるUHF TV放送を受信するには、複雑な回路構成が必要とされる。

このように、UHF TV受像機の雑音特性と妨害特性は、UHF電子同調チューナに用いられる高周波増幅素子や可変容量ダイオードの性能に大きく依存する。雑音特性の向上には低雑音特性の高周波増幅素子と低挿入損失の可変容量ダイオード、妨害特性の向上には高次の非直線成分の少ないFETを導入する必要がある。

さらに、従来、テレビ受像機のチューナは、VHF部とUHF部を独立させたセパレート形であるが、コスト、ユーザーの使い易さからVHF部とUHF部を一体化したコンビネーション形チューナが望まれている。このコンビネーション形チューナを開発するには次の問題がある。

1) 高性能化に対する問題

コンビネーション形電子同調チューナは、同一筐体、同一基板内に回路を編成するため、VHF、UHFセパレート形チューナに比較して、シャーシのシールド構造、回路配線の設計自由度が少ない。このため、コンビネーション形では、特に、S/N、妨害排除能力、不要輻射およびUHF受信部の局部発振周波数の安定度が劣っている。

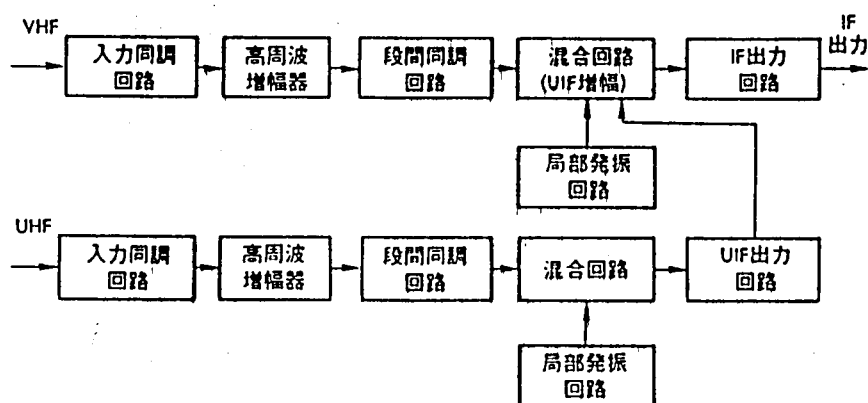
2) ユーザニーズの多様化に伴う問題

テレビ受像機のVIF回路は、従来のディスクリット回路から、ヘリカルフィルタ素子、バルクフィルタ素子、表面弾性波フィルタ素子など固体化が進み、同時に無調整化の動きもあって、チューナのIF出力特性に対する要求、規制は多様である。特に、VTRと音声多重用のチューナについては、IF出力特性の規制とともに、局部発振周波数成分の漏洩を低減することが必要とされる。

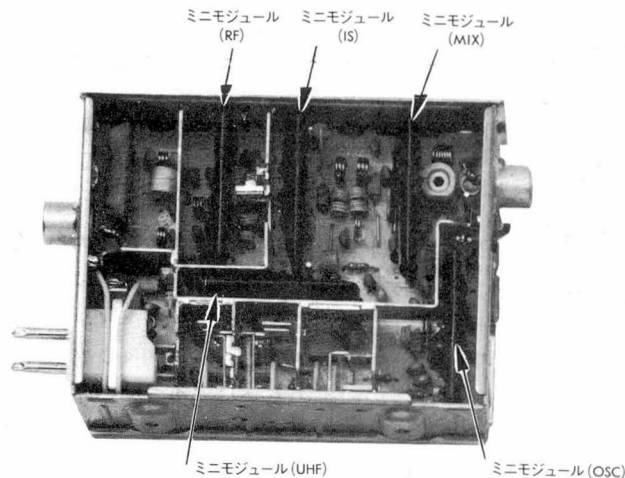
4.3.1 構造上の特徴

小形構造により、部品の稠密化は避けられないし、生産性の低下を来たすが、本製品では基本回路定数をミニモジュールとし、立体的な回路構成でこれを補った。ミニモジュールはスイッチング回路、バイアス回路など電子同調チューナの基本部を適用し、稠密化、小形化に対する即応性をもたせた。

このミニモジュールは、一枚の基板にトランジスタ、ダイオード、抵抗、コンデンサ等の部品を自動装着し自動検査を行なった後、コーティング処理を施して単品における機能別品質保証を行なっているものであり、本チューナでは、VHF部に4枚、UHF部に1枚のミニモジュールを採用している。第4.3.1図に開発した電子同調チューナの基本回路構成、第4.3.2図にミニモジュールの実装状態を示す。



第4.3.1図 電子同調チューナの基本構成



第4.3.2図 ミニモジュールの実装状態

4.3.2 回路構成の特徴⁵⁵⁾

4.3.2.1 V H F 高周波増幅回路

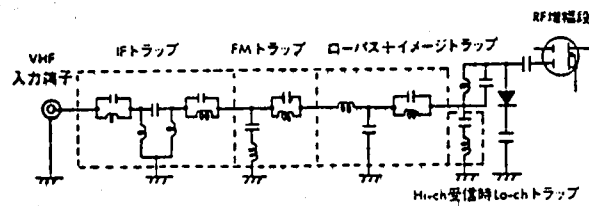
V H F 受信時における、代表的な混信妨害を第4.3.1表に示す。チューナで発生する混信妨害は、高周波増幅回路および混合回路における和・差あるいは2次ひずみ、3次ひずみによって発生する。この混信妨害を取り除く良好な妨害排除能力を与えるには、希望信号以外の妨害電波を減衰させるとともに、高周波増幅回路と混合回路に非直性ひずみの少ない増幅素子を用いる必要がある。小形構造で高性能なU-Vコンビネーション化を実現する場合、シャーシ内部のシールド構造に制約事項が多く、特に高い周波数帯のフィードスルーが多くなり易い。このため、第4.3.1表において、イメージ妨害比とアンテナ端子よりの局発信号の漏洩が問題となる。

本チューナにおいては、高周波増幅回路には特に3次ひずみの少ないため、混変調特性とS/Nの優れたデュアルゲートMOSFETを採用し、その高入力インピーダンスを利用して入力同調回路を設計した。イメージ妨害比と、アンテナ端子よりの局発漏洩電圧の低減のため、第4.3.3図に示すように、入力回路に減衰極300MHz付近にした誘導 π 形ローパスフィルタと、定K形ローパスフィルタとを組み合わせた複合フィルタを採用した。この結果、第4.3.4図のように、イメージ周波数より高域のUHF帯まで大きな減衰量を与えることが可能となった。この誘導 π 形フィルタの映像インピーダンスの周波数特性と、Hi-ch受信時にはLo-chトラップ用の直列共振回路のインピーダンスの周波数特性を利用して、デュアルゲートMOSFETの入力インピーダンスと整合させている。

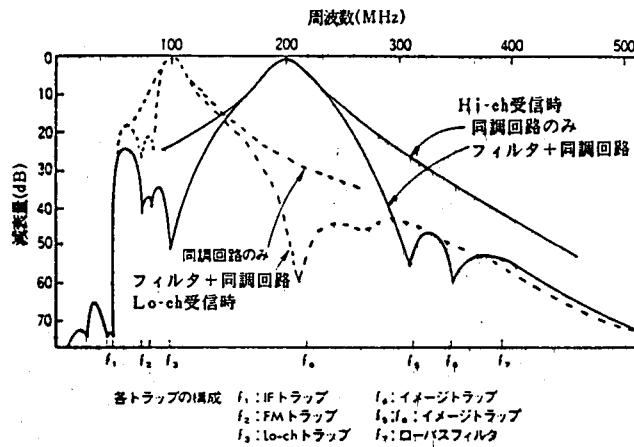
イメージ妨害比とアンテナ端子局発漏洩電圧を第4.3.5図と第4.3.6図に示す。

第4.3.1表 V H F受信時の代表的な妨害

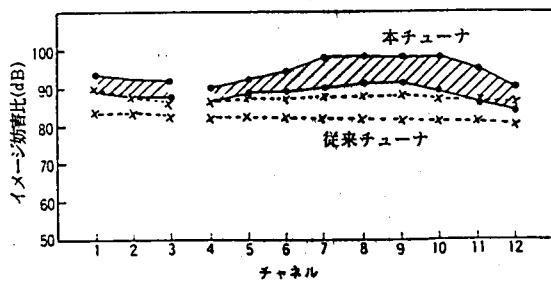
妨害電波の種類	妨害の発生メカニズム	チューナにおける妨害対策方法
中波妨害	ラジオ周波数によるビート	選択特性の向上 直接波飛込みの低減
中間周波数 妨害	I F 付近の周波数による ビート	選択特性の向上 直接波飛込みの低減
F M妨害	F Mの2次高周波による ビートF Mとの和、差に よるビート 混変調(3次ひずみ)	選択特性の向上 R F段に2次・3次ひずみの少ない 素子の採用
L o - c h ← H i - c h	差によるビート	選択特性の向上
H i - c h ← L o - c h	L o - c hの2次ひずみによる ビート	選択特性の向上 R F段に2次ひずみの少ない素子の 採用
1 c h ← 3 c h	3 c hの2次ひずみによる ビート	選択特性の向上 R F段に2次ひずみの少ない素子の 採用
920 K H z ビート	3信号(ビデオ、クロマ、 サウンド)によるビート	R F段に3次ひずみの少ない素子の 採用。R Fレスポンスにおけるクロ マレベルの管理
混変調	3次ひずみによるビート、 ワイパ	選択特性の向上 R F、M I X段に3次ひずみの少な い素子の採用
局発の漏えい	局発の漏れによるビート (V T R等)	選択特性の向上 フィールドスルーの低減
イメージ妨害	イメージ周波数によるビート	選択特性の向上



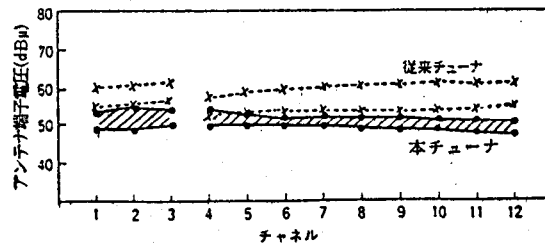
第4.3.3図 V H F入力回路の構成



第4.3.4図 V H F入力選択度特性



第4.3.5図 イメージ妨害比



第4.3.6図 アンテナ端子電圧

4.3.2.2 UHF 高調波増幅回路⁵⁶⁾

高周波増幅回路付 UHF チューナにおける雑音指数(NF)は次の関係式で示される。

$$NF = L_1 \left\{ NF_{Tr} + L_2 \left(\frac{NF_{MIX} - 1}{Ga} \right) \right\} \quad (4.3.1)$$

ここで、 L_1 : 入力同調回路の挿入損失

L_2 : 段間同調回路の挿入損失

NF_{Tr} : 高周波増幅用トランジスタの雑音指数

NF_{MIX} : 混合回路の雑音指数

Ga : 高周波増幅回路の電力利得

式(4.3.1)より、雑音指数を改善するためには、次の1)、2)が考えられる。

- 1) 雑音指数の低いトランジスタを使用する
- 2) 同調回路の挿入損失を小さくする。

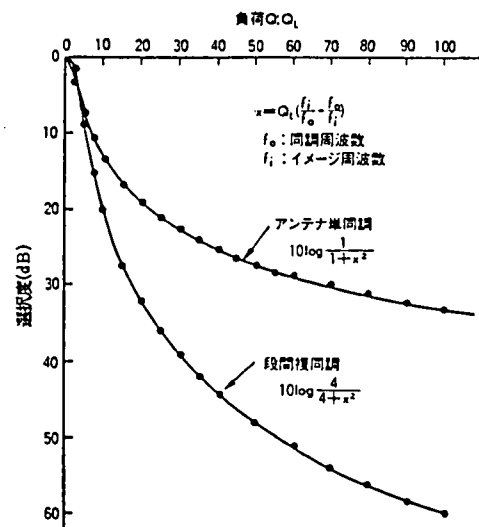
1)については、第3章の3.3で報告した NF_{Tr} が1.5~2 dBデュアルゲートGaAs MESFET(3SK97)⁴³⁾を用いて効果をあげた。2)については、以下に詳細に述べる。

同調回路の挿入損失Lは次の関係式となる。

$$L = -10 \log \left(1 - \frac{Q_L}{Q_u} \right)^2 \quad (4.3.2)$$

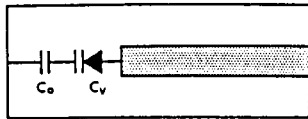
ここで、 Q_L : 同調回路の負荷Q

Q_u : 同調回路の無負荷Q

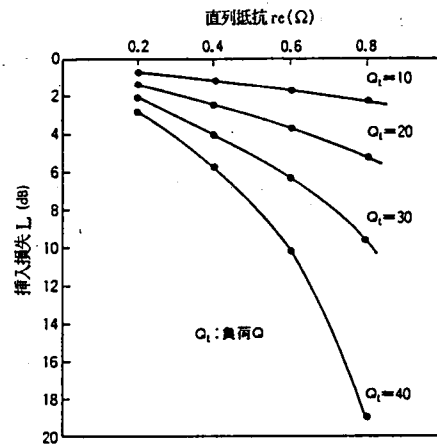


第4.3.7図 負荷Qとイメージ周波数における選択度の関係

挿入損失(L)を小さくするには、同調回路の負荷Qを下げるか、同調回路の無負荷Qを上げる必要がある。Q_Lは妨害排除能力、特にイメージ妨害比との関係があり、あるレベル以下に下げることにはできない。第4.3.7図に負荷Qとイメージ周波数における選択度の関係を示す。このようにQ_Lを下げる方法には限界があるのでQ_uを上げる必要があるが、電子同調チューナの場合では、Q_uは可変容量ダイオードの直列抵抗r_cと共振線路のQ(Q_o)で決定される。第4.3.8図のような同調回路では、Q_uは次の関係式となる。



第4.3.8図 λ / 4 同調回路



第4.3.9図 挿入損失とダイオードの直列との関係

$$Q_u = \frac{Q_o Q_v}{Q_o + Q_v} \quad (4.3.3)$$

ここで、Q_o : 共振線路のQ

Q_v : 可変容量ダイオードを含むコンデンサのQ

$$Q_v = \frac{1}{2\pi f_o C_t r_c} \quad (4.3.4)$$

$$C_t = \frac{C_o C_v}{C_o + C_v} \quad (4.3.5)$$

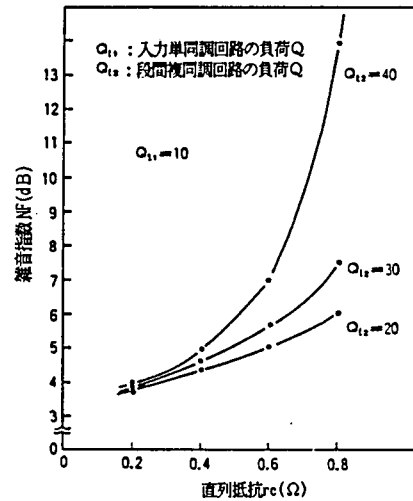
ここで、f_o : 同調周波数、C_v : 可変容量ダイオードの容量値

C_o : 直列に挿入されたコンデンサの容量値

r_c と L の関係は第4.3.9図となり、 r_c が大きい程、 L が大となるといえる。

可変容量ダイオードの直列抵抗 r_c は、従来0.6~0.8Ωであったが、半導体技術の向上に伴って、現在では0.4~0.5Ωであり、負荷 Q を上げることなく挿入損失を小さくすることが可能となった。しかし、雑音指数の改善には、 r_c が0.4~0.5Ωでは不十分であるため、第3章で述べた r_c の小さなGaAs可変容量ダイオードが必要となる。

第4.3.10図に、 r_c とNFとの関係を示す。低雑音指数で、高い選択度(高い負荷 Q)を実現するには直列抵抗 r_c の低減が必要となることが明らかとなる。



第4.3.10図 ダイオードの直列抵抗と雑音指数との関係

第3章の3.4.2で述べたように、同調回路の無負荷 Q 値が最も低下する470MHzにおける同調回路の性能とイメージ信号選択度、挿入損失、雑音指数との関係を第4.3.1図に示す基本構成のUHF電子同調チューナで解析する。

入力単同調回路と段間複同調回路の挿入損失、イメージ信号選択度は次の関係で表わされる。

〔入力単同調回路〕

$$L_1 = -10 \log [1 - (Q_{L_1}/Q_u)^2] \quad (4.3.6)$$

$$IR_1 = 10 \log [1 + (yQ_{L_1})^2] \quad (4.3.7)$$

〔段間複同調回路〕

$$L_2 = -10 \log [1 - (Q_{L_2}/Q_u)^2] \quad (4.3.8)$$

$$IR_2 = 10 \log [1 + (yQ_{L_2}/2)^2] \quad (4.3.9)$$

ここで、

L_1 は、入力単同調回路の挿入損失

L_2 は、段間複同調回路の挿入損失

IR_1 は、入力単同調回路のイメージ信号選択度

IR_2 は、段間複同調回路のイメージ信号選択度

Q_u は、可変容量ダイオードを含む同調回路の無負荷Q

Q_{L_1} は、入力単同調回路の負荷Q

Q_{L_2} は、段間複同調回路の負荷Q

$$y=(f_{image}/f_o)-(f_o/f_{image})$$

f_o は同調周波数

f_{image} はイメージ信号周波数

同調回路の性能が最も劣化する470MHzにおける高周波増幅素子(デュアルゲートGaAs MESFET : 3SK97)等の性能と設計目標値を第4.3.2表に示す。

第4.3.2表 高周波増幅素子等の性能および設計目標値

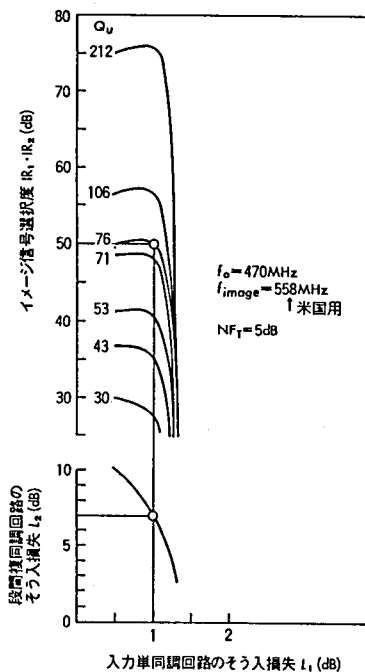
雑音指数	5dB以下
イメージ信号選択度	50dB以上
高周波増幅素子の電力利得	20dB
高周波増幅素子の雑音指数	2.5dB
混合回路の雑音指数	7dB

同調周波数 $f_0=470\text{MHz}$ で第4.3.2表の設計目標値を満足するための諸性能の関係を第4.3.11図、第4.3.12図に示す。

米国用のUHF電子同調チューナの雑音指数を5dB以下、イメージ信号選択度を50dB以上にするには、第4.3.11図より同調回路の無負荷 Q を76以上にする必要があり、入力単同調回路の挿入損失が約1dB(段間複同調回路の挿入損失は7dB)になると、イメージ信号選択度は最大となることがわかる。

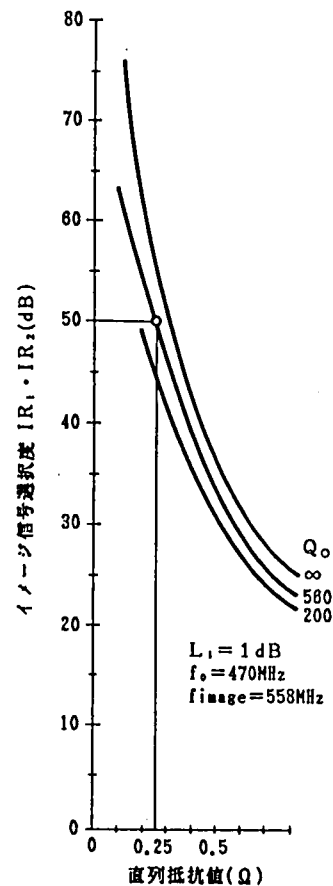
入力単同調回路の挿入損失を1dBに設計すると可変容量ダイオードの直列抵抗値と共振線路の無負荷 Q (Q_0)、イメージ信号選択度との関係は第4.3.12図となる。第3章3.3.2に述べたGaAs可変容量ダイオードを用いると⁴⁾、直列抵抗値は 0.25Ω であるから、50dB以上のイメージ信号選択度を実現するためには、共振線路の無負荷 Q (Q_0)を560以上にする必要があるといえる。

共振線路のみの無負荷 Q と入力単同調回路と段間複同調回路の挿入損失、雑音指数、イメージ信号選択度との関係を第4.3.13図に示す。



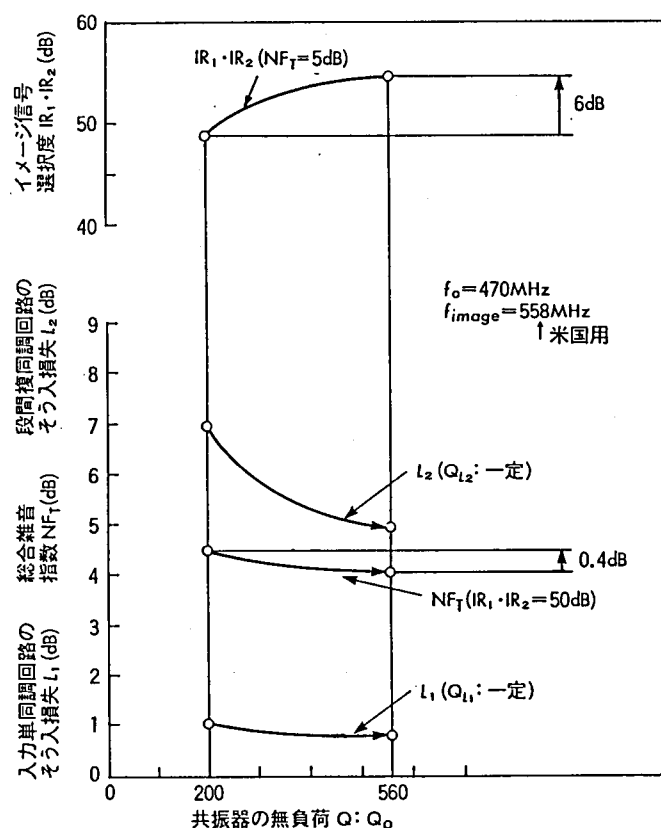
第4.3.11図

入力単同調回路、段間
複同調回路の挿入損失と
イメージ信号選択度との関係



第4.3.12図

直列抵抗値とイメージ信号
選択度との関係



第4.3.13図 共振器の無負荷Qと雑音指数,
イメージ信号選択度との関係

共振線路の無負荷Q (Q_o)を200から560に高めるとイメージ信号選択度を劣化させずに、雑音指数は0.4dB向上する。雑音指数を5dBに保つと、イメージ信号選択度は6dB向上するといえる。

4.3.2.3 混合、局部発振、U I F、I F出力回路

本チューナでの最大の特徴は、UHF部に、デュアルゲートGaAsMESFETとGaAs可変容量ダイオードが採用され、低雑音指数が実現されていることである。

混合回路には、低い局部発振注入電圧で安定な動作が可能で、不要輻射対策が容易となり、混変調特性も従来のダイオードミキサに劣らぬ性能となるように設計したトランジスタミキサを採用した。

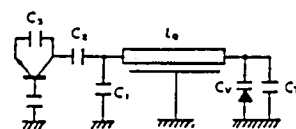
局部発振回路には、電源電圧と温度変化に対して安定な $\lambda/2$ 形式のベース接地発振器を用いた。第4.3.14図に $\lambda/2$ 共振回路を示す。この発振周波数 f_o は次式で与えられる。

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_o} \left(\frac{1}{C_i} + \frac{1}{C_v + C_T} \right)}$$

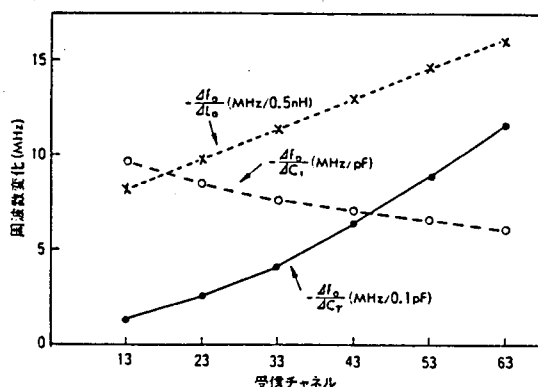
この式により、共振線路のインダクタンス L_o 、パッチング容量 C_1 、トリマコンデンサの容量 C_T の変動に対する周波数の変動を調べると第4.3.15図となる。

$\lambda/2$ 方式では、温度変化に対しては、周波数の低いところで影響の大きい C_1 と、周波数の高いところで影響の大きい C_T に適當な温度補償用コンデンサを用いれば、受信周波数全域にわたって温度変動に対して安定にできる。

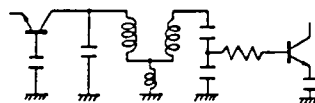
電源電圧の変動に対するトランジスタの出力容量の変化は、これに並列に接続される C_1 と共振回路とトランジスタの結合容量 C_2 によって軽減させることができる。さらに、湿度が加わった場合の周波数変動は、周波数の高いところで低容量となる同調用ダイオードのポテンシャルの高い側を浮かせて配線することによって改善した。



第4.3.14図 $\lambda/2$ 発振回路



第4.3.15図 各素子の偏微分係数

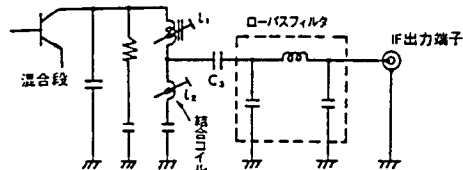


第4.3.16図 U I F 回路

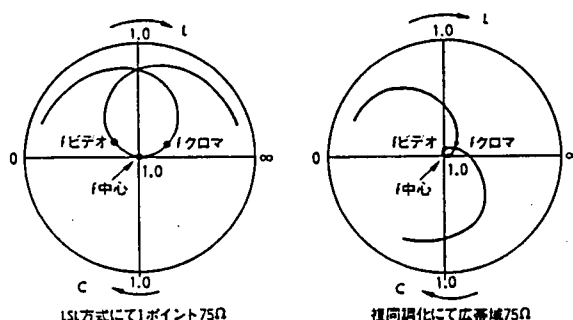
U I F 出力回路を第4.3.16図に示す。U I F 出力回路には、I F 周波数以下での減衰量の大きなローサイドLの複同調回路を用いることにより、V H F 受信時とU H F 受信時のチューナ出力波形の変動を低減し、チャンネル間でのバラツキを補正することを可能とした。

チューナと受像機の映像中間周波増幅回路(V I F)を結合するときの効果として、両者の特性インピーダンスのばらつき低減による結合特性の改善、あるいは結合調整工数の低減があげられる。

従来のチューナの I F 出力回路は、L S C (Low Side C の略)方式または M 結合方式を採用しており、各構成部品のばらつきがチューナの I F 出力回路の負荷 Q、特性インピーダンスのばらつきの原因になっていた。このチューナ I F 出力回路の負荷 Q と、特性インピーダンスのばらつきを低減するため、第 4.3.17 図に示す L S L (Low Side L の略)方式を採用して、結合コイル L_2 の調整を可能にした。また、広帯域 75 Ω 複同調化により、第 4.3.18 図の特性を実現させ、音声多重用としての V I F との結合特性の保証を可能にした。ここで、L S L 方式とは、チューナの I F 出力回路を形成する同調回路用コイルの中間タップから I F 信号が取り出される方式であり、L S C 方式とは、この同調回路に含まれる同調容量を分割構成とすることにより、I F 信号が取り出される方式である。



第 4.3.17 図 L S L 方式の I F 出力回路



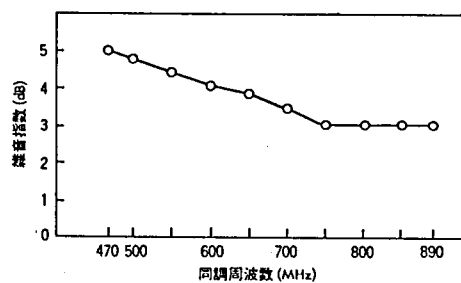
第 4.3.18 図 チューナ I F 出力の
特性インピーダンス

4.3.3 性能

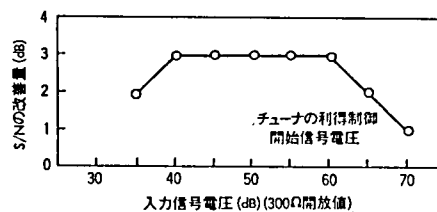
開発した電子同調チューナの性能のうち、特に低雑音特性を持つ U H F 電子同調チューナの主な性能を第 4.3.19 図～第 4.3.21 図と第 4.3.3 表に示す。

雑音指数はデュアルゲート GaAs M E S F E T の低雑音特性と GaAs 可変容量ダイオードの低損失特性や高度な実装技術により共振器の性能を高めた結果、第 4.3.19 図に示すように米国の U H F テレビ放送帯域で 3～5 dB となり、V H F 電子同調チューナと同程度まで低雑音化が実現した。

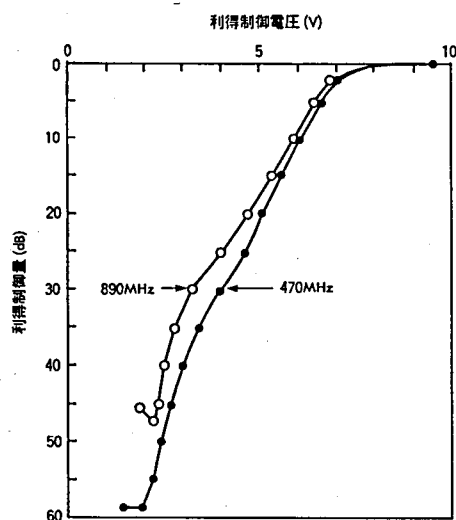
受像実験の結果、この U H F 電子同調チューナを内蔵したテレビ受像機の S / N は、既存のテレビ受像機に比較して 40～60 dB μ (300 Ω 開放値) の入力信号電圧時に第 4.3.20 図に示すように約 3 dB 優れていた。この結果より、開発した U H F 電子同調チューナの低雑音特性が明らかとなった。



第4.3.19図 雑音指数



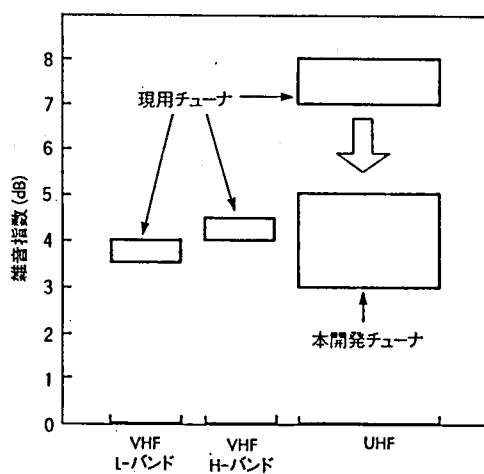
第4.3.20図 S/Nの改善量



第4.3.21図 利得制御特性

第4.3.3表 代表性能

項 目	性 能	項 目	性 能
受信周波数	470~890MHz	利 得 制 御	45dB以上
電 源 電 圧	12V	イメージ妨害比	52dB以上
同 調 電 圧	2~28V	隣々接チャンネル 1%混変調特性	87dBμ以上
電 力 利 得	30~32dB	入 力 VSWR	3以下
雑 音 指 数	3~5dB	局発周波数偏移	1500kHz



第4.3.22図 雑音指数の比較

利得制御特性は第4.3.21図に示すように、デュアルゲートMOSFETを用いた既存のVHF電子同調チューナと類似するように回路設計した結果、UHF電子同調チューナとVHF電子同調チューナを同一回路で利得制御することが可能となり、部品数が低減し回路構成が簡素化された。

混変調特性はデュアルゲートGaAsMESFET高周波増幅器の特徴が現われ、バイポーラトランジスタ高周波増幅器を用いたUHF電子同調チューナの混変調特性より6dB以上優れている。

イメージ妨害比は、同調回路の性能向上と段間複同調回路と混合回路の結合ループとから形成したイメージ信号用トラップによりイメージ信号選択度を高め、52dB以上(米国向け)可能となっている。

4.3.4 結 言

UHF帯民生機器の代表例であるUHF電子同調チューナの高性能化を目的として、新高周波半導体デバイスであるデュアルゲートGaAsMESFETやGaAs可変容量ダイオードの性能を効果的に発揮させ、雑音および妨害性能を向上させる回路設計法を確立すると同時に、セパレート形チューナに比肩する性能を持ち、ユーザニーズの多様性に対処したカラーテレビ受像機はもとよりVTR用、音声多重用として使用可能なコンビネーション形の高性能電子同調チューナを開発した。

この電子同調チューナは第4.3.22図に示すように、VHF電子同調チューナと同程度まで低雑音化され、FCCの新規準に十分に合致するだけでなく、新しい高周波半導体素子を導入した高性能な高周波回路部品の代表例とみられ、今後発展が期待されているVTR、大画面テレビ受像機、高品位テレビ受像機等の新しい映像情報機器の受信部として有用なものである。

本チューナは世界的に最も早くUHF部の低雑音指数化を達成したものでありUHF電子同調チューナの開発方向を明確に示したものであると確信する。

4.4 VTR用超小型・低雑音ブースタ⁵⁷⁾

VTRは受信・復調→記録→再生過程を経るので、高S/N性能の画像を再生するためには、受信・復調系であるデモジュレータ部の高S/N化が重要な課題である。

このためには、受信・復調系を構成する入力信号分配部、チューナ部、IF増幅・検波部を一つのシステムとして検討し、効果的な高S/N化を実現する必要がある。

ここでは、新高周波半導体デバイスであるGaAs IC化広帯域増幅器を導入したアダプタ形式のVHFブースタによるデモジュレータの高S/N化について述べる。

4.4.1 構成と諸性能の関係

VTR用デモジュレータの構成を第4.4.1図に示す。第4.4.1図の各記号は次の諸量を表す。

G_A : 広帯域増幅器の電力利得

NF_A : 広帯域増幅器の雑音指数

L_1 : 入力信号分配部の損失

G_T : チューナの電力利得

NF_T : チューナの雑音指数

L_2 : IFフィルタの損失

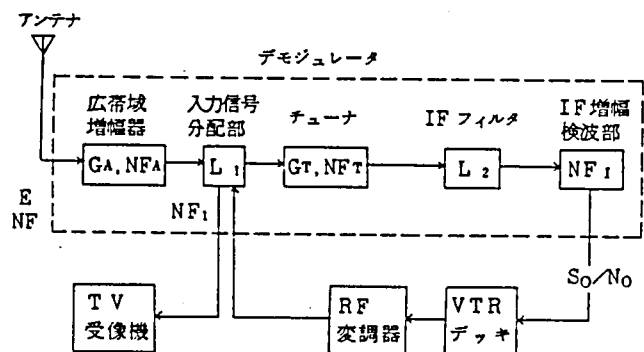
NF_I : IF増幅器の雑音指数

E : 入力信号電圧

S_o/N_o : デモジュレータの信号対雑音比

NF : デモジュレータの雑音指数

NF_1 : 入力信号分配部の入力端での雑音指数



第4.4.1図 VTR用デモジュレータの構成

これらの諸量には次の関係式が成り立つ。

$$S_o/N_o \propto E / NF \quad (4.4.1)$$

$$NF = NF_A + (NF_I - 1) / G_A \quad (4.4.2)$$

$$NF_1 = [NF_T + L_2(NF_I - 1) / G_T] L_1 \quad (4.4.3)$$

高S/N性能を実現するためには、デモジュレータの雑音指数(NF)を低減する必要がある、第4.4.1表の諸検討を実施している。この検討結果から最も効果的に高S/N化を実現するためには(1)の方法が有利である。

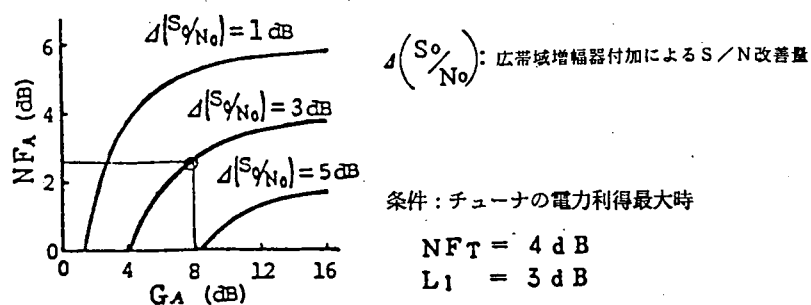
第4.4.1表 低雑音指数化の検討

検 討 項 目	具 体 的 な 対 処 方 法
(1) 低雑音広帯域増幅器の導入	GaAs I C 化広帯域増幅器の導入
(2) 入力信号分配部の低損失化	分配損失 3 dB の除去は不可能
(3) チューナの低雑音指数化	特に UHF 部には GaAs MESFET の採用 (3 dB 低減)
(4) IF フィルタの低損失化	SAW フィルタの低損失化
(5) IF 増幅器の低雑音指数化	VIF 用 IC の入力部に低 NF 能動素子を集積化する。

弱電界受像時、 $NF_T \gg L_2(NF_I - 1)/G_T$ であるから高S/N化の効果を著しくするためには、次の関係式が成り立つ必要がある。

$$NF_A + (NF_T L_1 - 1)/G_A < NF_T L_1 \quad (4.4.4)$$

式(4.4.4)から広帯域増幅器付加によるS/N改善量と広帯域増幅器の電力利得、雑音指数の関係を第4.4.2図に示す。



第4.4.2図 S/N改善量と広帯域増幅器の電力利得、雑音指数の関係

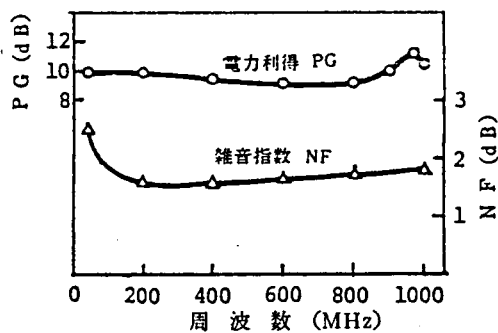
4.4.2 GaAs I C 化広帯域増幅器の特徴

第3章3.3.3で述べたGaAs I C 化広帯域増幅器を、第4.4.2図に示した関係から弱電界受信時に3dB以上のS/N特性を改善するように設計した。

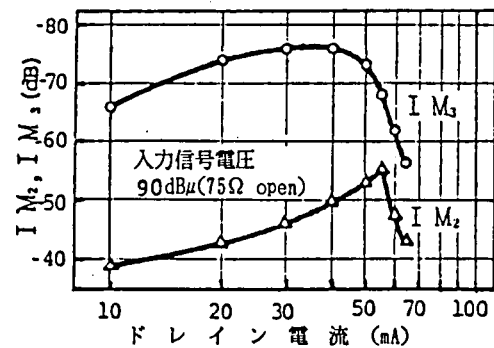
このためには、第4.4.2図から $G_A > 8\text{dB}$ 、 $NF_A < 2.5\text{dB}$ となり、GaAsMESFETのゲート幅 W を $1,000\mu\text{m}$ 、 R_f を 300Ω 、 C_f を 30pF と定めた。

第4.4.3図、第4.4.4図に広帯域増幅器の特性を示す。これらの図から、次の特徴が明らかとなった。

- 1) $40\text{MHz} \sim 1\text{GHz}$ で電力利得は $10 \pm 2\text{dB}$ 、雑音指数は 2.5dB 以下。
- 2) 2次歪(IM_2)、3次歪(IM_3)は電流に依存し、 $40 \sim 50\text{mA}$ 必要である。
- 3) $3 \sim 5\text{V}$ とする低電圧駆動が可能である。



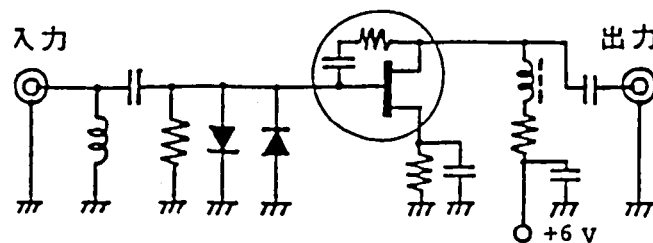
第4.4.3図 電力利得，雑音指数



第4.4.4図 2次歪(IM_2)，
3次歪(IM_3)

4.4.3 デモジュレータのS/N性能

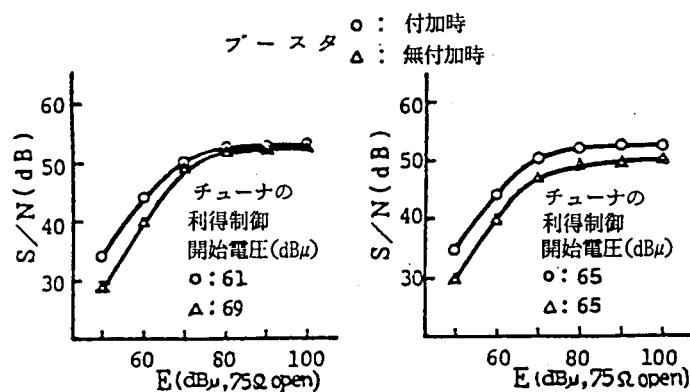
GaAs I C 化広帯域増幅器(2SK378)を用いたアダプター形式のブースタは、第4.4.5図の基本回路構成であり、デモジュレータのS/N特性を第4.4.6図に示す。



第4.4.5図 VHFブースタの基本回路構成

第4.4.6図より、弱中電界受像時、本ブースタにより S/N 性能は3 dB以上向上する。この結果、再生画像では、この効果が一層明らかになった。

低電圧(6 V)駆動が可能であり、小型形状のためVTRの入力部へ、アダプター形式で接続している。



第4.4.6図 S/N 特性

4.4.4 結 言

VTR再生画像の高 S/N 化を実現するために、新高周波半導体デバイスであるGaAs IC化広帯域増幅器を導入したアダプター形式のVHFブースタを開発した。本ブースタはGaAs IC化デバイスを世界的に始めて民生機器に実用化したものである。簡易に効果的にVTR画質を向上させるものとして、種々のVTRに使用されて、性能の優秀さが高く評価されている。

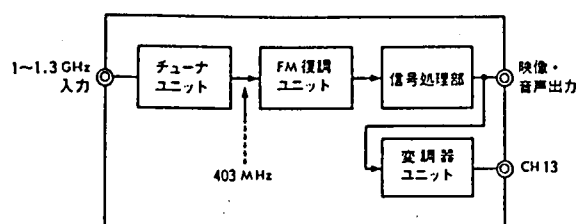
4.5 衛星放送受信機用チューナ⁵⁸⁾

12GHz帯の衛星放送信号(FM波)は、アンテナ系で1GHz帯の信号に変換された後、受信、復調、信号処理および再変調機能を持つ受信機に導かれる。衛星放送用受信機(屋内ユニット)は、到来電波の強度に関係なく、チャンネル間の3次の相互変調妨害の低減と基本性能として高感度化は重要な課題である。

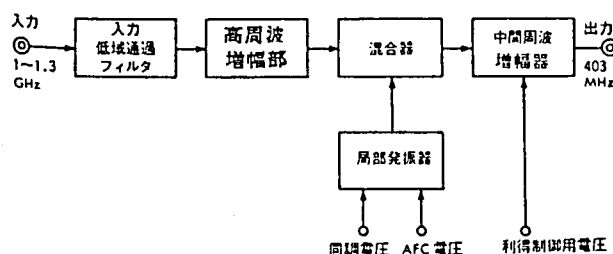
ここでは、3次の相互変調妨害、イメージ妨害、局発漏洩電圧の効果的な低減と雑音指数を考慮して開発した衛星放送受信機用チューナについて述べる。

4.5.1 基本構成

衛星放送受信機は第4.5.1図に示す構成であり、受信、復調、変調部では400MHz～2GHz帯の高周波信号が用いられているため、ユニット構造が適している。このうち、チューナ部の構成を第4.5.2図に示す。



第4.5.1図 衛星放送受信機の構成



第4.5.2図 チューナ部の構成

入力フィルタ部ではイメージ妨害と局発漏洩電圧の低減および受信帯域内振幅特性の一樣化が重要である。

高周波増幅部では3次の相互変調妨害(IM_3)の低減が重要である。

混合回路では3次の相互変調妨害の低減と変換利得(損失)の一樣化を実現する必要がある。

利得制御可能な中間周波増幅器では、3次の相互変調妨害を劣化させることとなる広範囲の利得制御が可能であることが必要となる。

4.5.2 回路構成と特徴

4.5.2.1 入力フィルタと高周波増幅部

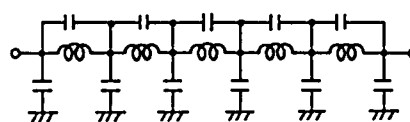
イメージ妨害と局発漏洩電圧の低減や受信帯域内振幅特性の一樣化を目的とした入力フィルタの構成を第4.5.3図に示す。このフィルタは5段構成の連立Tchebyscheffろ波器である。高周波実装技術を駆使した結果、国内仕様(入力周波数：

1~1.3GHz、イメージ周波数：1.8~2.1GHz)

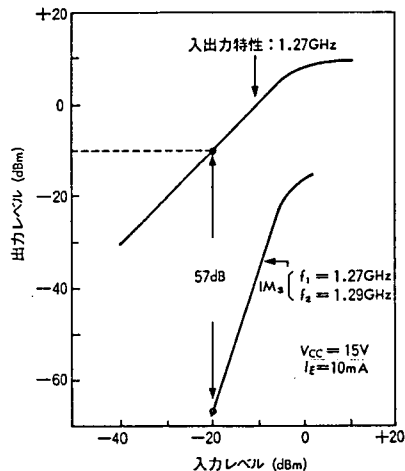
で、イメージ妨害比40dB以上を実現している。また、また、局発漏洩電圧の低減にも高域で著しい効果が現れた。さらに、受信帯域内の振幅特性のリップルを0.5dB以内にもすることも可能にした。

高周波増幅部では3次の相互変調妨害の低減が重要であり、電力利得、雑音指数を考慮して、2段構成とした。第4.5.4図から第4.5.6図に特性を示す。

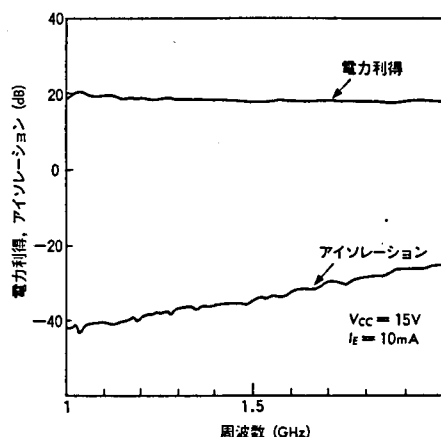
電力利得は一段で約10dB、2段で20dBを実現している。第4.5.5図より、エミッタ電流を10mAとして IM_3 を57dB以上としている。



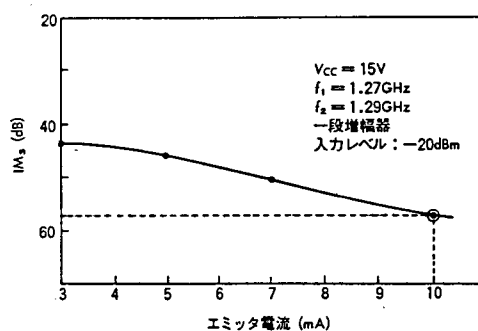
第4.5.3図 入力フィルタの構成



第4.5.4図
高周波増幅部(一段)の特性



第4.5.5図
電力利得とアイソレーション



第4.5.6図 IM_3 とエミッタ電流の関係

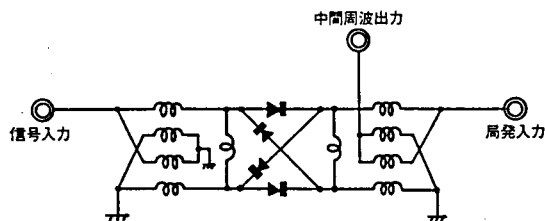
4.5.2.2 混合回路

混合回路に用いた二重平衡型ダイオードミキサの特性を第4.5.7図から第4.5.9図に示す。

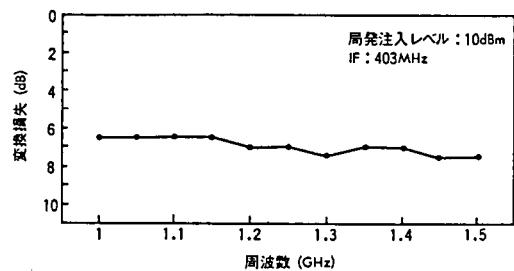
1 チップ化二重平衡型ダイオードミキサを用いることにより平衡度が向上した結果、局発漏洩電圧の低減も可能となっている。

二重平衡型ダイオードの入出力側にインダクタンスを付加することにより、高周波側(例えば1.5GHz)で発生する寄生容量が相殺され、本ミキサの整合性が改善される結果、変換利得の一様化が可能となった。

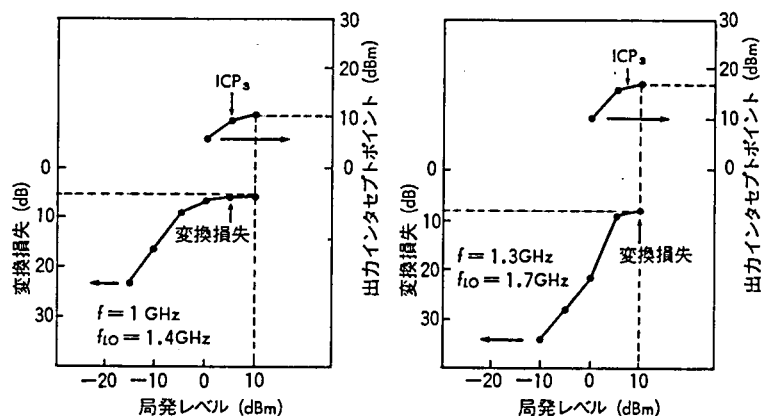
ダイオードミキサのため、3次の相互変調妨害の効果的な向上が可能となり、第4.5.9図に示すように、 IM_3 の出力インタセプトポイント(IM_3ICP)は+10dBm以上となっている。



第4.5.7図 二重平衡型ダイオードミキサ



第4.5.8図 変換損失



第4.5.9図

変換損失，出力インタセプトポイント (ICP_3) と局発レベルとの関係

4.5.3 総合性能

開発した衛星放送受信機用チューナ(国内仕様)のおもな性能を第4.5.1表に示す。

本チューナでは、入力フィルタの最適設計とユニット構造を用いることにより、イメージ妨害比と局発漏洩電圧を抑圧している。

二重平衡形ダイオードミキサの採用と、中間周波増幅器の最適な駆動により、40dB以上の利得制御量を達成すると同時に、3次の相互変調妨害比も60dB以上がえられている。

第4.5.1表 諸性能(国内仕様)

入力周波数	1~1.3GHz
同調電圧	3~13V
電力利得	12~15dB
イメージ妨害比	47dB以上
相互変調妨害比(IM ₃)	60dB以上 注)
局発漏洩電圧	-55dBm以下
利得制御量	40dB以上
雑音指数	8~10dB
入力VSWR	2.5以下(75Ω)
出力VSWR	2.0以下(75Ω)

注) 入力信号：-30dBm、利得制御量：30dB時

4.5.4 結 言

ニューメディアの代表である衛星放送に対処した衛星放送受信機用チューナを開発した。衛星放送受信機用チューナとして最も重要な課題はチャネル間の3次の相互変調妨害の低減である。

この課題を解決するために、高周波増幅部、混合回路部に用いる高周波半導体デバイスの最適駆動化をはかった。特に、混合回路部には、1チップ化された二重平衡形ダイオードミキサに回路上の考案を実施し、3次の相互変調妨害を低減するとともに、変換利得の一様化を実現した。

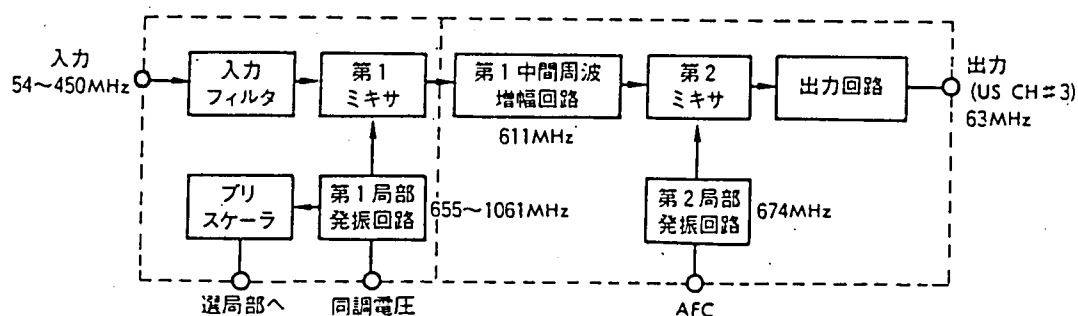
本チューナは国内の衛星放送受信機の50%に採用され、性能の優秀さも評価されている。

4.6 多数チャンネル CATV UP/DOWNコンバータ⁵⁹⁾

ニューメディアの代表であるCATVは、米国を中心に現在発展の途上にあり、1985年末時点で全米のテレビ受像機保有率の40%がCATVに加入し、1980年代末には70%に達すると予想されている。ここでは、まず初めに、広帯域にわたって存在する多数のチャンネル間で発生する2次の相互変調妨害による4.25MHz、4.75MHz、1.25MHz、0.75MHzビート成分の周波数関係や、広帯域共通増幅器としてのGaAsIC化広帯域増幅器および広帯域共通混合器としての自己バイアス回路を持つ二重平衡型ダイオード混合器（ミキサ）の妨害信号特性を解析した。つづいて、現在、CATVシステムの中心である64チャンネル受信可能なCATV UP/DOWNコンバータ（以下、CATVコンバータと略す）を開発した結果および82チャンネル化と低雑音化について検討した結果を述べる。

4.6.1 基本構成

開発したCATVコンバータは、第4.6.1図に示すように、第2章で述べた広帯域高周波受信方式を採用している。64チャンネルのCATV信号(54~450MHz)は入力フィルタを経て、第1ミキサ(二重平衡型ミキサ)により、第1中間周波信号(611MHz)に変換される。さらに、第1中間周波信号は第2ミキサによって一般の商用テレビ信号(米国CH-3、60~66MHz)に変換される。選局は第1局部発振器の発振周波数を655~1061MHzまで変化させて行なう。



第4.6.1図 CATVコンバータの基本構成

4.6.2 2次歪の解析⁶⁰⁾

第4.6.1表に示す米国の64チャンネル配列²⁾に従うと、第2章の2.2.1で大別した3)に相当する2次の相互変調妨害により、4.25MHz、4.75MHz、1.25MHz、0.75MHzのビート成分が受信チャンネルの帯域内で発生する。この関係を次式で示す。

$$4.25\text{MHz} = f_i - (f_{u_1} + f_{u_2}) \quad (4.6.1)$$

$$4.75\text{MHz} = f_d - (f_{u_1} - f_{u_2}) \quad (4.6.2)$$

$$1.25\text{MHz} = f_d - (f_{u_1} + f_{u_2}) \quad (4.6.3)$$

$$0.75\text{MHz} = f_d - (f_{u_2} - f_{u_1}) \quad (4.6.4)$$

代表的な受信チャンネルにおいて、これらの関係式に従って妨害となる受信チャンネル以外のチャンネルの数を示すと第4.6.2表のようになる。妨害となるチャンネル数が増加すると単チャンネルによる妨害に比較して、これらのビート妨害は大幅に劣化する。このため、第4.6.2表に示した妨害となるチャンネルの数の低減が、入力フィルタを設計する場合、重要となる。

第4.6.1表 米国の64チャンネル配列

単位 (MHz)											
CH	周波数帯域	映 像	音 声	CH	周波数帯域	映 像	音 声	CH	周波数帯域	映 像	音 声
2	54~60	55.25	59.75	10	192~198	193.25	197.75	41	324~330	325.25	329.75
3	60~66	61.25	65.75	11	198~204	199.25	203.75	42	330~336	331.25	335.75
4	66~72	67.25	71.75	12	204~210	205.25	209.75	43	336~342	337.25	341.75
5	72~82	77.25	81.75	13	210~216	211.25	215.75	44	342~348	343.25	347.75
6	82~88	83.25	87.75	23	216~222	217.25	221.75	45	348~354	349.25	353.75
95	90~96	91.25	95.75	24	222~228	223.25	227.75	46	354~360	355.25	359.75
96	96~102	97.25	101.75	25	228~234	229.25	233.75	47	360~366	361.25	365.75
97	102~108	103.25	107.75	26	234~240	235.25	239.75	48	366~372	367.25	371.75
98	108~114	109.25	113.75	27	240~246	241.25	245.75	49	372~378	373.25	377.75
99	115~120	115.25	119.75	28	246~252	247.25	251.75	50	378~384	379.25	383.75
14	120~126	121.25	125.75	29	252~258	253.25	257.75	51	384~390	385.25	389.75
15	126~132	127.25	131.75	30	258~264	259.25	263.75	52	390~396	391.25	395.75
16	132~138	133.25	137.75	31	264~270	265.25	269.75	53	396~402	397.25	401.75
17	138~144	139.25	143.75	32	270~276	271.25	275.75	54	402~408	403.25	407.75
18	144~150	145.25	149.75	33	276~282	277.25	281.75	55	408~414	409.25	413.75
19	150~156	151.25	155.75	34	282~288	283.25	287.75	56	414~420	415.25	419.75
20	156~162	157.25	161.75	35	288~294	289.25	293.75	57	420~426	421.25	425.75
21	162~168	163.25	167.75	36	294~300	295.25	299.75	58	426~432	427.25	431.75
22	168~174	169.25	173.75	37	300~306	301.25	305.75	59	432~438	433.25	437.75
7	174~180	175.25	179.75	38	306~312	307.25	311.75	60	438~444	439.25	443.75
8	180~186	181.25	185.75	39	312~318	313.25	317.75				
9	186~192	187.25	191.75	40	318~324	319.25	323.75				

第4.6.2表 受信チャンネルと妨害チャンネル数の関係

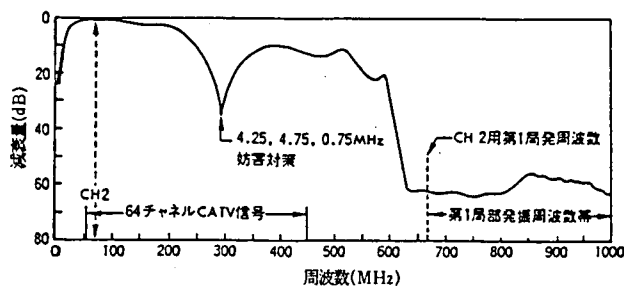
	CH No	2	6	14	19	8	13	27	32	37	38	42	47	50	60
	妨害周波数														
入力フィルタ 非分割の場合	4.25MHz	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23
	4.75MHz	52	0	41	36	31	26	21	16	11	10	6	3	0	0
	1.25MHz	0	0	2	2	4	6	9	11	14	14	16	19	22	25
	0.75MHz	2	48	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
入力フィルタ 2分割の場合	4.25MHz	0	0	0	0	0	0	0	9	9	9	9	9	9	9
	4.75MHz	22	0	11	6	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	1.25MHz	0	0	2	2	4	6	9	0	0	0	0	0	0	0
	0.75MHz	2	14	2	2	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0

(注)表中の数字は妨害となるチャンネルの数

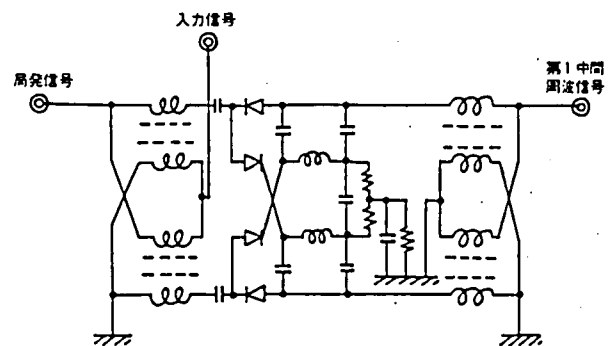
4.6.3 回路構成と特徴

4.6.3.1 入力フィルタ

このCATVコンバータでは、64チャンネル間の妨害を低減するために、可変トラップ内蔵の入力フィルタブロックを採用した。この入力フィルタブロックの周波数特性を第4.6.2図に示す。受信周波数帯域(54~450MHz)で挿入損失は1.0dB以下で、本コンバータの雑音指数を向上させるとともに、第1局部発振周波数帯の減衰量は55dB以上となり、局発漏洩電圧を低減している。



第4.6.2図
入力フィルタブロックの周波数特性



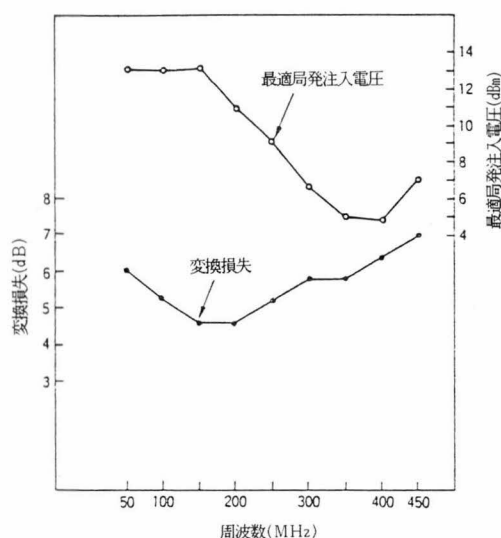
第4.6.3図 自己バイアス回路をもつ
二重平衡型ダイオードミキサ

4.6.3.2 二重平衡型ダイオードミキサ

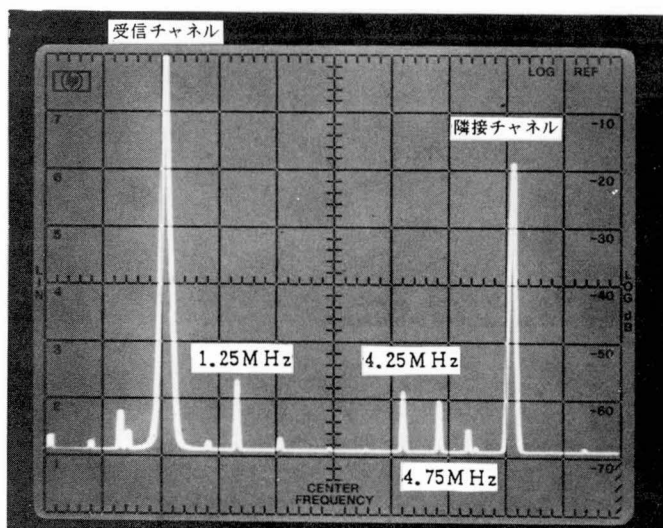
第4.6.2表に示したチャンネル間妨害は、主に第1ミキサから発生する。このため、チャンネル間妨害と局発漏洩電圧を低減するために、第4.6.3図に示す自己バイアス回路をもった二重平衡型ダイオードミキサを第1ミキサに導入した。

二重平衡型ダイオードミキサの変換損失と最適局発注入電圧の周波数特性を第4.6.4図に、一例として、1.25MHz、4.25MHzおよび4.75MHz妨害の発生の様子を第4.6.5図に示す。

筆者らは、使用するダイオードの静特性の検討と自己バイアス回路の定数と局発注入電圧の最適化により、前述の妨害、変換損失および局発漏洩電圧を低減した。



第4.6.4図
変換損失と最適局発注入電圧



第4.6.5図 チャンネル間妨害
(縦軸: 10dB/diV, 横軸: 1 MHz/diV)

4.6.3.3 第1局部発振回路とプリスケアラ

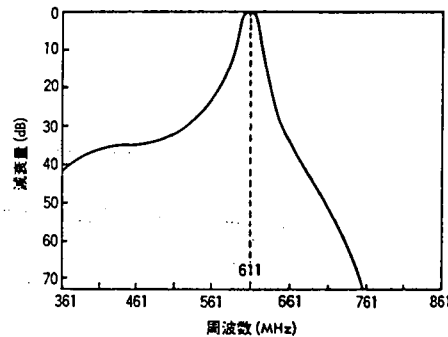
64チャンネルを選局するために、発振周波数は広範囲(655~1061MHz)に変化する。変換損失を低減するためから明らかなように、局発注入電圧は5~13dBm必要となる。このため、2段構成の高周波増幅回路が第1局部発振回路の出力部と二重平衡型ダイオードミキサの間に接続されている。

一方、第1局部発振回路の出力の一部は1/256プリスケアラ(分周器)に導かれるが、プリスケアラ用ICをコンバータに内蔵した結果、セット側の設計が容易となった。

4.6.3.4 第1中間周波増幅回路

CATVコンバータの雑音指数の向上と電力利得の最適化および混変調妨害の低減のために、第1中間周波(611MHz)増幅回路にデュアルゲートGaAs FET(3SK97)増幅器を導入した。第1中間周波増幅回路の入力側同調回路の周波数特性を第4.6.6図に示す。

電力利得は16dB、雑音指数は2.3dB、隣接混変調特性は、信号レベル+25dB μ V、15.75KHzで100%AM時77dBである。

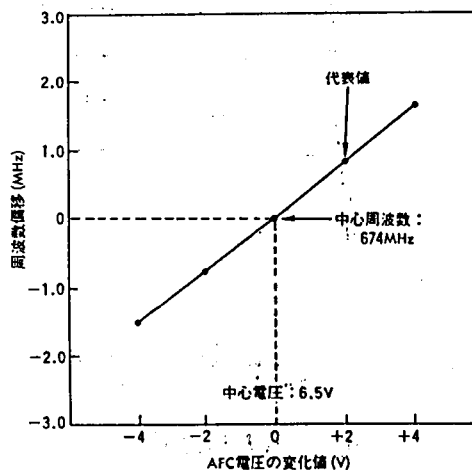


第4.6.6図 入力側同調回路の周波数特性

4.6.3.5 第2ミキサと第2局部発振回路

第2ミキサが必要とする性能の中で、とくに隣接混変調特性の向上が重要であるため、周波数変換素子としてダイオードを用いた。

第2局部発振回路では発振周波数の高安定化が重要であり、このため可変容量ダイオードによるAFT動作が可能な固定周波数(674MHz)発振器としている。その特性を第4.6.7図に示す。温度特性は、27℃より30℃upで標準-59KHz、30℃downで標準-100KHzである。

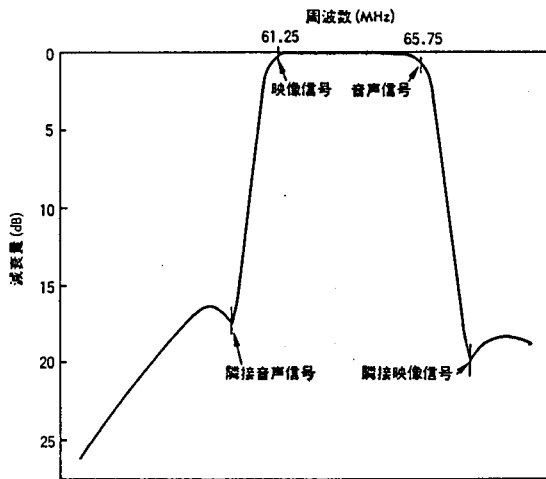


第4.6.7図 AFT特性

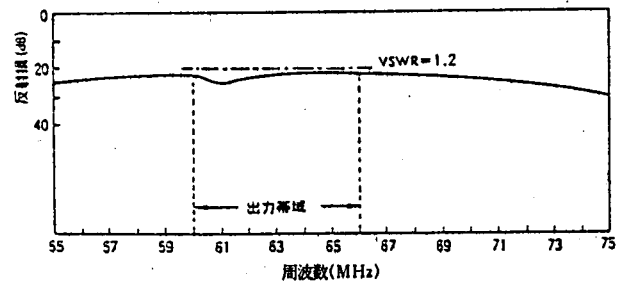
4.6.3.6 出力回路

第2ミキサに後続する出力回路における重要な特性は、出力周波数(60~66MHz)における振幅特性と出力VSWRである。

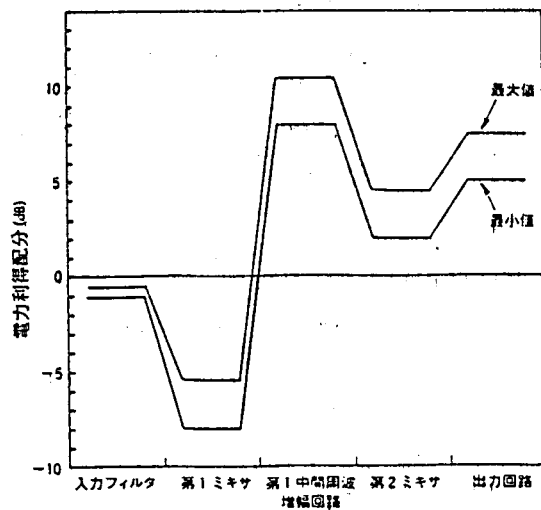
出力回路はトラップ特性をもつバンドパスフィルタと増幅器から成り、第4.6.8図に示すような特性となる。隣接映像信号と音声信号を15dB以上減衰させ、これらの妨害の低減をはかっている。さらに、0.5dB以内の帯域内リップルと第4.6.9図に示すように1.2以下の出力VSWRを実現した。



第4.6.8図 出力回路の振幅特性



第4.6.9図 出力反射損



第4.6.10図 電力利得配分

4.6.4 総合性能

第4.6.1図の基本構成により開発した64チャンネルCATVコンバータの電力利得配分を第4.6.10図に、総合性能を第4.6.3表に示す。

第4.6.3表の総合性能のうち、とくに多数チャンネル間の相互変調妨害を示す2次ひずみ特性と混変調特性の向上を、雑音指数を著しく劣化させないで実現した。

実装面に関しては、生産性を向上させる高密度チップ実装による2枚のプリント基板構成をとるとともに、直接波妨害と回路相互間の干渉による不要信号の発生を除去するために、機能ブロック別シールド法を導入した。

開発した64チャンネルCATVコンバータの市場は拡大し、その性能は好評を得ている。

第4.6.3表 総合性能

受信周波数	54~450MHz
電力利得	5~8dB
雑音指数	13dB以下
混変調特性	typ. 66dB * ¹
2次ひずみ性能	typ. 65dB * ¹
局発漏洩電圧	-13dB _m V以下
入力反射損	7dB以上 * ²
出力反射損	20dB以上 * ²
第2局発温度ドリフト	typ. ±100KHz以内 * ³
電源電圧	12V
プリスケラ電圧	5V

*¹ 64ch、15dB_m入力時

*² 入出力インピーダンス75Ω

*³ 27℃±30℃

4.6.5 82チャンネル化と低雑音指数化

E I A案に基づく82チャンネル化(54~550MHz)と雑音指数の向上が1985年末時点で課題となっている。これらの課題を解決するために筆者らは次の検討を行なった。

- 1) GaAs I C 化広帯域増幅器を導入した。⁶¹⁾
- 2) P I N ダイオード信号減衰器を導入した。
- 3) 二重平衡型ダイオードミキサに詳細な検討を加えた。

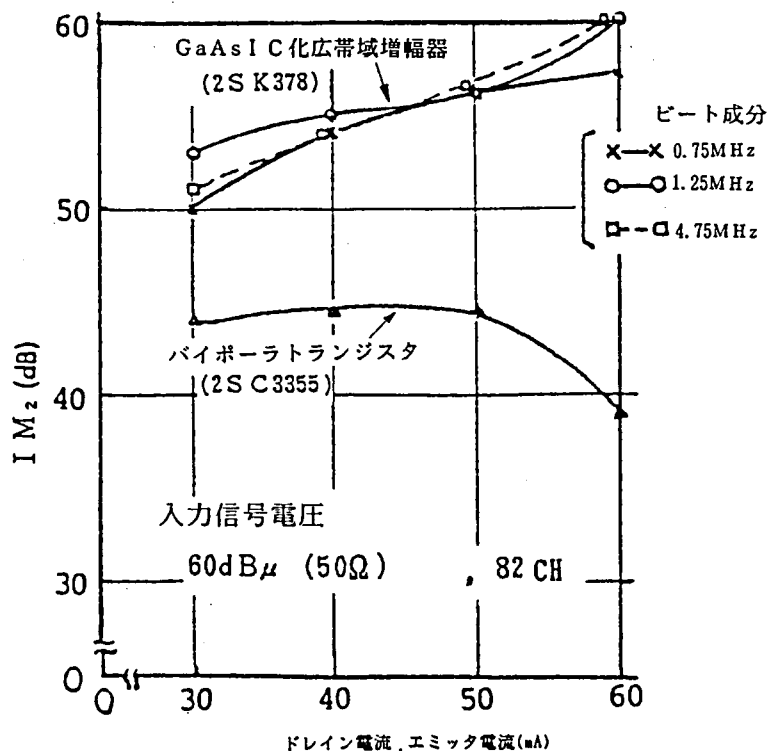
以上の検討結果のうち、1)と2)について次に述べる。

4.6.5.1 広帯域増幅器

82チャンネル化と雑音指数の向上化を実現するために、第4.6.1図の基本構成の第1ミキサの前段にP I N ダイオード信号減衰器を付加したGaAs I C 化広帯域増幅器を導入した。

広帯域増幅器では、式(4.6.2)、式(4.6.3)、式(4.6.4)で示した4.75MHz, 1.25MHz, 0.75MHzのビート成分による妨害が発生する。

第3章で述べたGaAs I C 化広帯域増幅器(2S K 378)はバイポーラトランジスタ式広帯域増幅器に比較して特に多数チャンネル間の相互変調妨害($I M_2$)が第4.6.11図に示すように優れている。



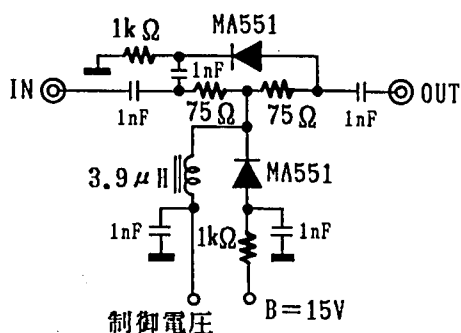
第4.6.11図 広帯域増幅器の相互変調妨害

2S K 378が最大の電力利得と最小の雑音指数を呈する、ドレイン電流40～50mAにおいては、2次の相互変調妨害(4.75MHz、1.25MHz、0.75MHz成分)に関して、2S K 378(松下)はバイポーラトランジスタ(2S C 3355 : 日本電気)に比較して約10dB優れているといえる。

雑音指数は3.3.3で述べたように、50MHz～2GHzの広帯域にわたって低雑音特性を呈している。

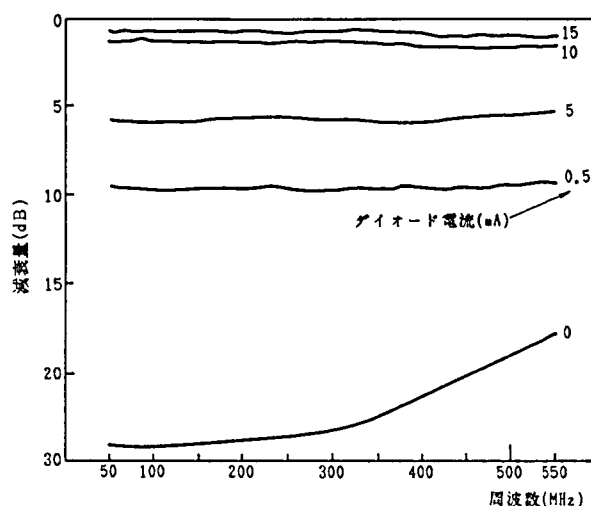
4.6.5.2 PINダイオード信号減衰器

PINダイオード信号減衰器は第4.6.12図に示した構成で75Ωの定インピーダンス形式を実現している。PINダイオードの駆動電流と減衰量の関係を第4.6.13図に示す。50～550MHzにおいて20dB以上の減衰量がえられている。



第4.6.12図

PINダイオード信号減衰器の構成



第4.6.13図 駆動電流と減衰量との関係

4.6.5.3 諸性能

開発した低雑音化85チャンネルCATVコンバータのおもな性能を第4.6.4表に示す。

雑音指数は4～8dBとなり従来品に比較して約5dB向上している。

PINダイオードによる利得制御量は20～25dBとなり、-5dBmV～+15dBmVの信号電圧に対して利得制御が可能といえる。

相互変調妨害(IM₂)や混変調妨害もGaAs IC化広帯域増幅器とPINダイオード信号減衰器により、相互変調妨害65dB、混変調妨害66dBを、-5～+15dBmVの信号電圧に対して実現している。

第4.6.4表 82チャンネルCATVコンバータの性能

受信周波数	54～550MHz
電力利得	34～40dB
雑音指数	4～8dB
混変調特性	typ. 66dB * ¹
2次ひずみ性能	typ. 65dB * ¹
利得制御量	20～25dB
入力反射損	7dB以上
出力反射損	20dB以上
電源電圧	15V

*1 82CH、10dBmV入力時

*2 入出力インピーダンス75Ω

4.6.6 結 言

広帯域にわたって存在する多数のチャンネル間で発生する2次の相互変調妨害による4.25MHz, 4.75MHz, 1.25MHz, 0.75MHzビート成分の周波数関係を明確にすると共に、広帯域共通増幅器として、GaAsIC化広帯域増幅器や広帯域共通混合器として二重平衡型ダイオードミキサを採用した64チャンネルおよび82チャンネルCATVコンバータの開発結果を報告した。本CATVコンバータは、UPコンバート方式の周波数変換方式の採用と、可変トラップ内蔵の入力フィルタブロックと自己バイアス回路を持つ二重平衡型ダイオードミキサの導入により、64チャンネル間の妨害が著しく低減した。さらに、PINダイオード信号減衰器とGaAsIC化広帯域増幅器の導入により、50～550MHzにわたる82チャンネルを受信可能とする低雑音CATVコンバータを開発した。低雑音特性と利得制御機能を有するため、この82チャンネルCATVコンバータは、次世代の多数チャンネルテレビ受像機用チューナの基本構成であり、さらに、衛星放送やCATVを含んだ広帯域高周波信号を一括して受信可能とする統合受信ユニットの実現を明確に示していると確信する。

64チャンネルおよび82チャンネルのCATVコンバータは現在米国へ輸出され、市場占有率20%以上を達成している。

第 5 章 結 論

本研究でえられた成果を次にまとめる。

第 2 章では、高周波受信回路全体を一つのシステムとして扱い、一括処理するという概念に基づいて、超広帯域高周波受信回路の妨害および雑音性能を向上させる研究を行ない、次の結論を得た。

- 1) 多数チャネル間の相互変調妨害を低減させる設計法の確立に着目した。受信回路部の基本的機能である周波数変換動作を行なう混合回路の周波数変換方式と混合回路で本質的に発生する 2 次の非直線性による妨害を除去しうる周波数関係を解析し、最適な周波数変換方式を定めることにより、多数チャネル間で発生する相互変調妨害を除去しうる受信方式を示した。その結果、広帯域に多数の信号が存在する場合では、受信信号帯域より高い周波数に周波数変換する UP コンバート方式が、狭帯域に少数の信号が存在する場合には、受信信号帯域より低い周波数に周波数変換する DOWN コンバート方式が適していることをグラフ表示で明らかにした。更に、多数チャネル受信に適した UP コンバート方式で、後続する DOWN コンバート部が必要な場合の妨害についても検討し、UP コンバート部と DOWN コンバート部との継続接続時、妨害を低減するためには、DOWN コンバート部の変換周波数が限定される事を示し、最適な変換周波数の決定法を明らかにした。
- 2) 混変調妨害を低減させる設計法に着目した。従来、チューナのみに焦点をしばった設計法から、映像中間周波増幅回路を含めたシステム設計にまで拡張する概念に基づく設計法を確立した。チューナと映像中間周波増幅回路に含まれる半導体素子や集積回路に代表される能動素子の混変調特性と能動素子に到達する妨害信号電圧を用い、混変調妨害の発生部を明確にする関係式を導出した。この関係式の妥当性を実験検討で実証するとともに、グラフ表示により、混変調妨害を向上させる設計法を明らかにした。
- 3) 更に、チューナ及び映像中間周波増幅回路を構成する増幅器、混合器、フィルタ等が具備すべき特性条件を理論的に求めた。この結果によると、例えば、チューナの高周波増幅素子としてデュアルゲート MOS FET を用いる場合、隣々接チャネルの総合選択特性は 123dB 以上必要であることを示した。

4) 妨害特性と共に、高周波受信回路の雑音性能を向上させる設計法に着目した。従来、雑音性能のみに焦点をあてた設計法に、混変調特性の向上に適応した雑音性能向上のための設計法を明らかにした。利得制御機能を有する高周波受信回路では、雑音特性と混変調特性の向上は相反する関係がある。この相反する関係を最適にするため、高周波受信回路を構成するチューナと映像中間周波増幅回路を一つのシステムとしてとらえ、チューナの利得制御開始信号電圧の決定法や映像中間周波用集中フィルタの設計条件等を、高周波受信回路の諸性能と関係づけ、グラフ表示により明らかにした。

以上の、第2章の高周波受信回路のシステム設計法は、従来、試行錯誤的に実施する部分が多かった高周波受信回路の設計法を、理論的に普遍的な設計法に展開させたものであり、第4章の具体的な実用化設計に於いて、本設計法の意義が明らかとなった。

第3章は高周波受信回路の妨害および雑音性能を向上させるための重要な課題として、高周波半導体デバイスの特徴と最適駆動法を明らかにした。

第3章では、高周波半導体デバイスとして、バイポーラトランジスタ、MOS電界効果型トランジスタ(FET)、GaAsMES電界効果型トランジスタ(FET)、GaAs可変容量ダイオード、GaAsIC化デバイス、ミキサダイオードに着目し、妨害および雑音性能等を効果的に向上させる駆動回路を研究した結果、以下の結論を得た。

- 1) バイポーラトランジスタを用いた高周波増幅回路の利得制御時の妨害性能および通過帯域特性と入力電圧定在波比特性はその接地方式で著しい相違がある。順方向利得制御時の混変調特性は逆方向利得制御時に比較して性能が優れている。順方向制御時、通過帯域特性と入力電圧定在波比特性はベース接地方式がエミッタ接地方式に比較して優れている。しかし、バイポーラトランジスタのPN接合部の非直線性で生じる混変調妨害の改善には限界があることを明らかにした。
- 2) 混変調妨害を改善させる高周波半導体デバイスはMOSFETである。利得制御機能を必要とする場合にはデュアルゲート形式が混変調特性に関して有利であり、利得制御時の混変調特性および通過帯域特性と入力電圧定在波比特性を向上させるためには、デュアルゲートMOSFETの第2ゲートを逆方向に、第1ゲートを順方向に利得制御することが必要である。
- 3) デュアルゲートMOSFET混合回路の変換利得、混変調特性と動作点および局発注入電圧との関係を検討した。信号および局発信号とも第1ゲート側へ入力する場合は、第2ゲート側へ局発信号を入力する場合に比較して、低局発注入電圧でも、変換利得、

混変調特性とも優れることを明らかにした。

- 4) GaAsMESFETは、MOSFETと同様な特徴を持っているが、低電圧駆動と低雑音特性が著しく、UHF帯以上の高周波受信回路ではSiのMOSFETに比較して雑音指数は約1dB向上している。この低雑音性能に基づいて入力回路を中心に雑音性能と妨害性能を向上させるための回路設計法を明らかにした。
- 5) GaAs可変容量ダイオードはSi可変容量ダイオードに比較して直列抵抗値が約1/3と低減し、高Qの同調回路を形成しうる結果、UHF帯の電子同調回路の高性能化を実現した。例えば470MHzに於いて、3dBの帯域幅が50MHz時、GaAs可変容量ダイオードは、Si可変容量ダイオードに比較して雑音指数を1.8dB向上させうる。更に、雑音指数を同一に保つ場合には、同調回路の挿入損失を同一にする必要があるが、たとえば、この挿入損失が2.5dBの場合、負荷Q値を高めた設計が可能となり、隣々接チャンネル、イメージ信号周波数に対する選択度を、それぞれ4dB、9.5dB向上させうることを示した。
- 6) GaAsIC化デバイスは、高周波受信回路のモノリシックIC化を目指すものであり開発途上にあるが、筆者等は具体的に実用化を実施した。GaAsIC化広帯域増幅器はGaAsFETを基本デバイスとした負帰還型増幅器で50MHz～2GHzまで広帯域化がはかられる。特に100MHz～2GHzに於いては雑音指数2dB以下である。多数チャンネル間の相互変調妨害や混変調妨害を低減するためには、ドレイン電流を50～60mAに設定する駆動方法が最適である。このGaAsIC化広帯域増幅器は、低雑音特性と多数チャンネル間の相互変調特性や混変調特性の向上を実現する広帯域共通増幅器用の新高周波半導体デバイスとして、本研究の主題である多数チャンネルCATV受信回路に導入可能である。
- 7) ダイオードを周波数変換用デバイスとして用いる場合、妨害特性と雑音性能に対応する変換損失の向上が重要である。妨害特性に関しては、ダイオードをPN接合部のコンダクタンスと障壁容量の並列接続とする等価回路から解析し、妨害特性を最も支配する要素を検討した。その結果、妨害の発生は障壁容量の高次の非直線成分から発生し、障壁電位の高いダイオード程、妨害特性が優れることを示し、広帯域共通増幅器用の周波数変換用デバイスとしてはダイオードが最適であることを明らかにした。
- 8) 広帯域高周波受信システムに適した二重平衡型ダイオード混合回路の変換損失を低減して、雑音特性を向上させるために、イメージリカバリー方式を簡単な回路構成によ

り適用した。この回路構成では、二重平衡型ダイオード混合回路の中間周波出力側トランスの漏洩インダクタンスを応用し、出力側に付加した容量とから形成される低域通過フィルタにより、出力側に所要の中間周波信号外に発生するイメージ周波数に対してリアクタンス負荷を実現している。この結果、イメージ周波数成分は入力側にもどり、局発信号と再び周波数変換動作を行う結果、順次、変換損失が低減することを明らかにした。

第4章は、第2章、第3章で確立した高周波受信回路の受信方式や高周波半導体デバイスの最適駆動法の研究結果に基づいて実用化した64チャンネルおよび82チャンネルCATV UP/DOWNコンバータやその開発過程で実用化し本研究の設計法の妥当性を実証した高周波受信機器の具体的設計法と開発結果を明らかにした。

具体的な結論は第4章で述べてあり、ここでは総括的にまとめる。

- 1) オールバンド電子同調チューナはVHF部にデュアルゲートMOSFET、UHFチューナ部にPINダイオード信号減衰器を導入したところに特徴がある。業界で初めてデュアルゲートMOSFETを導入したものであり、デュアルゲートMOSFETを用いて、混変調特性等を効果的に向上させる設計法を具体化した。
- 2) 高性能電子同調チューナは、UHFチューナ部に新高周波半導体デバイスの代表であるGaAsMESFETとGaAs可変容量ダイオードを業界で初めて導入して、雑音および混変調特性の向上を実現した。特にUHFチューナの雑音指数はVHFチューナとほぼ同等であり、従来、画像S/N性能の劣化が著しかったUHFテレビ受信画質の向上に貢献した。

オールバンド電子同調チューナおよびGaAsデバイスを用いた高性能電子同調チューナで確立した技術に基づいて、種々のチューナは開発設計・量産化され現在国内市場占有率50%、世界市場占有率18%を達成している。
- 3) 低雑音ブースタはVTR用の受信系に用いるもので、GaAsIC化広帯域増幅器の開発・導入が技術的な特徴である。低雑音性能に特徴をもつGaAsIC化デバイスを世界的に初めて民生機器分野で実用化したものである。
- 4) 衛星放送受信機用チューナは1～1.3GHz帯(日本)の入力信号を受信するもので、二重平衡型ダイオード混合器の最適な駆動により、1～1.3GHzにわたって一様な電力利得とチャンネル間の相互変調妨害の低減を実現している。現在、量産化され、衛星放送受信機産業に貢献している。

- 5) 64チャンネルや82チャンネルCATV UP/DOWNコンバータは本研究の集大成として実用化したものであり第2章、第3章および第4章の前記の結論に基づいたものである。従来のチャンネル選択増幅器(あるいは混合器)に代って、広帯域共通増幅器(あるいは混合器)を採用した新しい概念の超広帯域高周波受信回路の実用例である。特に、米国の多数チャンネルCATV用の受信系として最適なものであり、米国における市場占有率は20%に達している。我国では、都市型CATVでの実用化が予定されている。
- 6) 広帯域にわたって存在する多数のチャンネル間で発生する2次の相互変調妨害は、4.25MHz, 4.75MHz, 1.25MHz, 0.75MHzビート妨害となること、および、これらのビート妨害の発生過程を示す周波数関係を解析した。これらの妨害信号を低減させるためには、広帯域共通増幅器としては、GaAsIC化広帯域増幅器を、広帯域共通混合器としては自己バイアス回路をもつ二重平衡型ダイオード混合器(ミキサ)を採用することが有効であること、および、衛星放送やCATVを含んだ広帯域高周波信号を一括して受信可能とする統合受信ユニットの実現を明らかにした。

本研究では、多数チャンネルCATV受信回路を中心として、映像情報通信に用いる広帯域高周波受信回路の高性能設計法の確立を、受信回路全体を一つのシステムとして一括処理するという概念に基づいて、従来の試行錯誤的な方法から理論的設計法へと体系だてることを祈念して、遂行した。本研究結果は、日本電子機械工業会 テレビジョン技術委員会で採用され(昭和60年)、ニューメディア等に対処した今後のテレビ受像機の受信方式としてまとめられている。更に、本研究の内容を中心として、オーム技術賞(昭和59年度)が与えられた。

衛星通信、衛星放送やCATV等のニューメディアを中心として、情報伝達システムの革新的進歩が期待される現在、周波数の有効利用が重要である。このためにはマイクロ波帯や準マイクロ波帯の応用等から推察される周波数のより、高周波化と多数チャンネル化は必至である。このような状況において、一方では、種々の情報伝達システムの統合が期待される結果、広帯域にわたる種々の高周波信号を高性能に処理する高周波回路の必要性は更に高まるものと思われる。その基礎技術として、妨害および雑音性能の向上に関する研究が益々進展してゆく事を期待し、本論文が新しい通信や放送の将来の発展に寄与するように願ってやまない。

謝 辞

本研究においては、多くのかたがたの御指導と御協力を賜わった。本論文執筆にあたり、御懇切な御指導と御助言を賜わった京都大学教授 池上文夫博士に深甚なる謝意を表わします。さらに、数々のご助言を頂いた京都大学教授 木村磐根博士にお礼を申し上げます。

松下電器産業株式会社 副社長 城阪俊吉博士、同専務取締役 技術本部長 早川茂博士、松下電子部品株式会社 山本芳夫取締役社長、同顧問 飯田義男博士、同取締役 増山勇博士、同 電子部品研究所 浅井公明所長には、本研究をまとめる機会を与えて頂きましたことに深く感謝の意を表しますと共に、本研究を通じ、長らくご指導を頂き、現在も終始変らぬご激励を賜っている松下電器産業株式会社 技術本部 技監 佐々木玲一博士に衷心よりお礼を申し上げます。

さらに、松下電器産業株式会社 無線研究所で、ご指導を賜わった松下電器産業株式会社 技術本部 理事 中島昌也本部次長、同技術企画室 小林一二室長、同無線研究所 所長 長沢雅浩博士、同研究所運営管理室 三木弼一郎部長、同研究所運営管理室部長 長岡良富博士ならびに、松下電器産業株式会社 映像情報システム開発推進センター 大山宏主幹技師、エムエフ情報システム株式会社 木谷晃夫取締役に深く感謝致します。

本研究をまとめるに当たり、有益な討論とご協力を賜った松下電子部品株式会社 電子部品研究所 参事 松下真一室長に感謝申し上げます。

つづいて、実用化にご尽力を頂いた松下電子部品株式会社 高周波部品事業部 技術一部 高岡久部長、同技術二部 中村穰治部長、種々の高周波半導体デバイスを開発して頂いた松下電子工業株式会社 半導体研究所 所長 寺本巖博士、同部長 加納剛太博士をはじめ関係各位、さらに、長年、研究開発を共に遂行させて頂いた松下電器産業株式会社 映像機器事業部システム部 橋間明生課長、川井弓夫課長に厚くお礼申し上げます。

参 考 文 献

- (1) 電波利用の長期展望, 電波技術審議会編(1984)
- (2) E I A Interim Standard, IS-6, May(1983)
- (3) 衛星放送CATV技術, 電波技術協会(1984)
- (4) Dr. B. G. Darmmers, et al; "Parastic Effects and Distortion due to Curvature of Valve Characteristics", Application of Electronic Valves in Radio Receivers and Amplifiers, BookIV(1950) 308-335
- (5) D. Holemes, "Cross Modulation in Transistor Radio Frequency Amplifiers", Transistors I, Published by RCA Laboratries, (1956) 422-430
- (6) M. Akgun, et al, "Cross Modulation and Nonlinear Distortion in RF Transistor Amplifiers" IRE Trans. on Electron Devices(1959) 457-467
- (7) J. Reynolds, "Intermodulation in Transistors," IEEE Trans. on Vehicular Communications, Vol. VC-12(1963) 88-92
- (8) H. Lotsh, "Third-order distortion and cross modulation in a grounded emitter transistor amplifier," IRE Trans. on Audio, Vol. AU-9(1961) 49-58
- (9) J. Reynolds, "Nonlinear distortions and their cancellation in transistors," IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-12, (1965) 595-599
- (10) G. E. Theriault, "Cross Modulation and Modulation Distortion of R-F Transistors," IRE Trans. on BTR, vol. BTR-2 (1962) 8-12
- (11) H. Arnous, "Transistor tuner und die kreuzmodulation in Fernsehen," Radio mentor, vol. 7 (1965) 576-580
- (12) C. D. Simmons, et al, "Cross Modulation in Transistor Tuners," IRE. Trans. on BTR, vol. BTR-8 (1962) 96-100
- (13) K. E. Loyon, "FET in Communication Circuit applications"
- (14) A. Prochazka, "Multichannel cross modulation in CATV amplifier", IEEE Trans. on Broadcasting, vol. BC-20 (1974) 33-35
- (15) B. Arold, "Third order intermodulation products in CATV system," IEEE Trans. on CATV, vol. CATV -2 (1977) 67-78

- (16) C. E. Dean, "Measurement of the subjective effects of interference in television reception", P. IRE-48 (1960) 1025-1049
- (17) 樋渡, "テレビジョンノイズの主観評価", テレビ誌, 17, 1(1963)50-55
- (18) 佐々木他, "強電界地域におけるテレビの混信問題", テレビ誌, 10, 12(1956) 446-452
- (19) 村主, "妨害波のカラーTV信号に対する影響", テレビ誌, 13, 4(1959)39-42
- (20) 赤坂, "受信機入力的大小による各種妨害の検知限界と許容限界の変化", NHK技術研究, 13, 6(1961)
- (21) 沼口, "オールチャンネル受像機の諸問題", テレビ誌, 21, 5(1967)
- (22) 沼口, "オールチャンネル受像機の所要性能", NHK技研月報, 2(1968) 9-15
- (23) 磯部, "有線テレビで生じる混変調の主観評価", NHK技研月報, 3(1976) 6-11
- (24) 佐藤, 橋間, 佐々木, "多数チャンネル受信回路の一設計法", テレビ全大, 12-5(1964)
- (25) 佐藤, 橋間, 佐々木, "CATV受信回路の一設計法", テレビ誌, 30, 6 (1976) 36-41
- (26) 磯部, "共同受信のチャンネル配列", NHK月報, 16, 1 (1973) 31-36
- (27) 佐藤, 橋間, 佐々木, "テレビ受信機の混変調特性の解析", テレビ全大, 9-2(1971)
- (28) 佐藤, 橋間, 佐々木, "テレビジョン受像機の混変調特性の解析", テレビ誌, 26, 9 (1972) 40-46
- (29) 佐藤, 佐々木, "電界効果トランジスタを使用したVHF増幅器", 電気関係学会関西支部 17-1, (1968) 215
- (30) 佐藤, 中村, 中原, 佐々木, "デュアルゲートMOSFETを使用したカラーテレビ用VHFチューナの開発", National Tech. Rept., 15, 3(1969) 253-262
- (31) JIS C6101 : テレビジョン受信機の試験方法
- (32) 林, "UHFテレビジョン送信と受信", 電波新聞出版部
- (33) 佐々木, 木谷, 長岡, "カラーテレビ受像機の鮮鋭度と回路特性", テレビ誌, 22, 9 (1968) 717-731
- (34) 石橋他, "受像機入力回路の非整合とその影響", テレビ誌, 9, 3(1955) 80-83
- (35) 水戸部他, "受像機入力不整合とカラー画質", テレビ誌, 20, 11(1966) 752-757
- (36) J. T. Wallmark, et al, "Field-effect transistors", Published by Prentice-Hall, Ins. (1966)

- (37) 南部他, "UHF帯低雑音GaAsデュアルゲートMESFET", 信学技報, SSD 78-38 (1978) 85-93
- (38) 萩尾他, "UHF帯民生機器への応用を目的とした低雑音デュアルゲートGaAs MESFET", 信学技報, SSD 79-74 (1979) 21-27
- (39) S, Nanbu, et al, "A low noise dual-gate GaAsMESFET for UHDTV Tuner," IEEE J. Solide State Circuits, vol. SC-17, 4 (1982) 648-653
- (40) 佐藤, 橋間, "低雑音UHT電子チューナ", テレビ全大, 13-3 (1979)
- (41) 佐藤他, "デュアルゲートGaAsMESFETを導入した低雑音UHF電子チューナ", National Tech. Rept., 26, 2(1980) 334-342
- (42) Hara, et al, "GaAs varactor Tuners for UHF TV", IEEE Trans. on CE, CE-23, 4 (1977) 433-439
- (43) 佐藤, 橋間, "高性能UHF電子チューナ", テレビジョン学会技術報告, TEBS 60-3 (1980) 33-38
- (44) M. Nishiuma, et al, "A GaAs monolithic low-noise wideband amplifier", Int. Symp, GaAs and Related Compounds, Japan (1981) 425
- (45) 西馬他, "GaAs IC低雑音広帯域増幅器", National Tech. Rept., 29, 2 (1983) 263-271
- (46) 佐藤, 橋間, 佐々木, "ダイオード周波数変換器の妨害特性の解析", テレビ全大, 11-6 (1976)
- (47) 佐藤, 橋間, 佐々木, "オールバンドCATV電子同調チューナ", National Tech. Rept. 24, 1(1978) 41-48
- (48) 佐藤, 橋間, 佐々木, "周波数変換器の耐雑音・妨害特性とその改善", テレビ全大, 13-3 (1975)
- (49) 西口他, "電子同調チューナとタッチ選局システム", National Tech. Rept., 20, 6 (1974) 685-700
- (50) 中村他, "機構式VHF/UHFチューナの高性能化", National Tech. Rept., 20, 6 (1974) 708-718
- (51) T. Sato, et al, "High Performance UHF varactor Tuner with a dual-gate GaAsMESFET and GaAs varactor diodes", IEEE Trans. on CE, CE-26, 3 (1980) 423-430

- (52) 藤井他, “最近のカラー受像機に関する二三の調査結果について”,
“テレビ学技報14-7 (1974)
- (53) 藤井他, “UHF テレビジョン弱電界受信方法”, NHK技研月報, 2 (1977) 48-52
- (54) FCC Docket : 21010
- (55) 宇都宮他, “高性能電子同調チューナ「パナミックチューナ ET-7C」”, National Tech.
Rept ., 25, 3 (1979) 520-528
- (56) 佐藤, 橋間, “高性能UHF電子チューナ”, テレビ学技報, TEBS 60-3 (1980)
33-38
- (57) 佐藤他, “VTR用デモジュレータの高S/N化”, テレビ全大, 13-5 (1982)
- (58) 佐藤他, “衛星放送受信機用高周波ユニット”, National Tech. Rept ., 31, 2 (1985)
104-108
- (59) Sato, et al, “High Performance CATV converter”, IEEE Trans .on CE, CE-30, 3
(1984) 474-480
- (60) 佐藤他, “64チャンネルCATV UP/DOWNコンバータ”, National Tech. Rept.,
30, 1 (1984) 71-77
- (61) 佐藤他, “広帯域増幅器の多数チャンネル間妨害特性”, 昭59信学全大901

著 者 発 表 文 献

第2章

- (1) 佐藤, 橋間, 佐々木, “多数チャネル受信回路の一設計法”, テレビ全大, 12-5 (1974)
- (2) 佐藤, 橋間, 佐々木, “CATV受信回路の一設計法”, テレビ誌, 30, 6(1976)
36-41
- (3) 佐藤, 橋間, 佐々木, “テレビ受信機の混変調特性の解析”, テレビ全大, 9-2 (1971)
- (4) 佐藤, 橋間, 佐々木, “テレビジョン受像機の混変調特性の解析”, テレビ誌, 26, 9
(1972) 40-46

第3章

- (5) 佐藤, 佐々木, “電界効果トランジスタを使用したVHF増幅器”,
電気関係学会関西支部大, 17-1 (1968) 215
- (6) 佐藤, 橋間, “低雑音UHF電子チューナ”, テレビ全大, 12-3 (1979)
- (7) 佐藤, 橋間, “高性能UHF電子チューナ”, テレビ学会技術報告, TEBS 60-3 (1980)
33-38
- (8) T.Sato, et al, “High Performance UHF varactor tuner with a dual-gate
GaAsMESFET and GaAs varactor diodes,” IEEE Trans .on CE, CE-26, 3
(1980) 423-430
- (9) 佐藤, 橋間, 佐々木, “周波数変換器の耐雑音・妨害特性とその改善”, テレビ全大,
13-3 (1975)
- (10) 佐藤, 橋間, 佐々木, “ダイオード周波数変換器の妨害特性の解析”, テレビ全大,
11-6 (1976)

第4章

- (11) 佐藤他, “デュアルゲートMOSFETを使用したカラーテレビ用VHFチューナの開発”, National Tech.Rept., 15, 3 (1969) 253-262
- (12) 佐藤他, “オールバンドCATV電子同調チューナ”, National Tech.Rept., 24, 1 (1978) 41-48
- (13) 佐藤他, “デュアルゲートGaAsMESFETを導入した低雑音UHF電子チューナ”, National Tech.Rept., 26, 2 (1980) 334-342
- (14) 佐藤他, “VTR用デモジュレータの高S/N化”, テレビ全大, 13-5 (1982)
- (15) 佐藤他, “64チャンネルCATV UP/DOWNコンバータ”, National Tech. Rept., 30, 1 (1984) 71-77
- (16) T. Sato, et al, “High Performance CATV converter”, IEEE Trans .on CE-30, 3 (1984) 474-480
- (17) 佐藤他, “広帯域増幅器の多数チャンネル間妨害特性”, 昭59信学全大 901
- (18) 佐藤他, “衛星放送受信機用高周波ユニット”, National Tech.Rept., 31, 2 (1985) 104-108